



ÉCOLE
POLYTECHNIQUE
DE LOUVAIN

Université catholique de Louvain

École polytechnique de Louvain

Commission de diplôme ELME

Année Académique 2011-2012

Contrôle de la récupération d'énergie d'un vélo d'appartement



Mémoire présenté par **Jordi Farré Montané**

Promoteur :

Prof. Ernest Matagne

Lecteurs:

Prof. Paul Fisette

Prof. Hervé Jeanmart

Remerciements

La réalisation d'un tel ouvrage n'est pas chose aisée. Des aides précieuses, sans lesquelles je n'aurais pu mener à bien cette étude, m'ont été fournies tout au long de cette année. Je tiens dès lors à exprimer toute ma gratitude envers

- Mon promoteur, le Professeur Ernest Matagne, pour ses conseils, son soutien, ses idées et sa supervision.
- André Lengelé, chef technicien du laboratoire, qui a été toujours disponible pour m'assister à chaque fois que j'en avais besoin.
- Mon ami Jordi Fierro qui m'a aidé à surmonter mes carences en programmation.
- Mon amie Sarah St Amand qui m'a aidé à corriger le texte de ce travail de fin d'études.

Enfin, je tiens également à remercier ma famille et mes amis proches pour leur soutien et toutes les personnes non citées ci-dessus qui, d'une manière ou d'une autre, m'ont soutenu, informé et conseillé.

Table des matières

1 Introduction	5
1.1 Contexte.....	5
1.2 Sujet de mémoire.....	7
2 Énergie récupérable	8
2.1 Analyse de la puissance d'un cycliste.....	8
3 Analyse de la puissance à réaliser selon les conditions extérieures	11
3.1 Analyse.....	11
3.1.1 Puissance pour vaincre le frottement avec l'air.....	12
3.1.2 La puissance pour vaincre la gravité.....	13
3.1.3 La puissance pour vaincre le frottement avec le sol.....	13
3.1.4 La puissance que l'utilisateur fait pour accélérer.....	13
3.1.5 La puissance développée pour changer l'énergie cinétique ou la vitesse de rotation de la roue.....	13
3.1.6 La puissance totale.....	14
4 Description du système de puissance	15
4.1 L'alternateur.....	15
4.1.1 Les machines synchrones.....	16
4.2 Le redresseur.....	17
4.3 L'hacheur DC-DC.....	18
4.4 L'accumulateur.....	20
4.5 L'onduleur.....	20
4.6 Isolation galvanique.....	22
5 Charge active réversible pour générateurs électriques	24
5.1 Introduction.....	24
5.2 Carte électronique.....	24
5.3 Principe.....	25
5.4 Connexions.....	26
5.5 Protection du matériel.....	27
5.5.1 Protection de la batterie.....	28
5.6 Description des circuits de la carte de traitement analogique.....	29
5.6.1 Alimentation de la carte analogique.....	29
5.6.2 Capteur de courant.....	29
5.6.3 Amplificateur différentiel.....	31
5.6.4 Circuit de commande de tension.....	32
5.6.5 Circuit limiteur de courant.....	33
5.6.6 Combinaison des deux consignes de rapport cyclique.....	33
5.6.7 Modulateur MLI.....	34
5.7 Description du hacheur.....	36
5.8 Filtre L-C.....	36
5.9 Détermination des régulateurs de tension et de courant.....	37
5.9.1 Détermination des régulateurs de tension et de courant pour l'installation photovoltaïque.....	37
5.9.2 Détermination des régulateurs de tension et de courant par le cas de la machine synchrone.....	40

5.9.2.1 Réponse en fréquence.....	43
5.9.2.2 La boucle de tension.....	46
5.9.2.3 La boucle de courant.....	51
5.10 Description des alimentations flottantes.....	55
5.11 Capteur de vitesse.....	56
5.11.1 Mesure de fréquence.....	57
5.11.2 Multiplieur de fréquence.....	57
5.11.3 Convertisseur fréquence-tension.....	58
5.11.4 Vérification du fonctionnement du lecteur.....	63
5.12 Schéma d'implantation de la carte de traitements analogiques.....	64
5.13 Mise en boîtier.....	65
6 Contrôle de la machine électrique	67
6.1 Choix du contrôle.....	67
6.2 Contrôle du couple sur une machine DC brushless.....	67
6.3 Détermination de la valeur de la commande.....	69
6.4 Détermination du couple désiré.....	70
6.4.1 Le couple pour vaincre la gravité.....	70
6.4.2 Le couple pour vaincre le frottement avec le sol.....	70
6.4.3 Le couple que l'utilisateur fait pour accélérer.....	71
6.4.4 Le couple à développer pour vaincre le frottement avec l'air.....	71
6.4.5 Le couple total à développer.....	72
6.5 Programmation du signal de commande et de l'interface pour interagir avec l'utilisateur.....	72
6.5.1 Labjack.....	72
6.6 Programmation du signal de commande.....	73
6.7 Conception du filtre pour le calcul de l'accélération.....	74
6.7.1 Filtre à moyenne mobile.....	75
6.7.1.1 Réponse impulsionnelle.....	76
6.7.2 Design du filtre passe-bas.....	80
6.7.3 Retard introduit par les filtres.....	81
6.7.4 Vérification du fonctionnement des filtres.....	82
6.8 Vérification du bon fonctionnement de la commande.....	85
6.9 Programmation de l'interface pour interagir avec l'utilisateur.....	88
7 Conclusion	90
7.1 Rappel des objectifs.....	90
7.2 Résumé et commentaires des différentes sections.....	90
7.3 En conclusion.....	92
8 Bibliographie	93
A Fiche technique du moteur Crystalyte 406 R	95
B Datasheets	97
C Code de programmation	98

Introduction

1.1 Contexte

La consommation d'énergie est en pleine croissance en raison de l'augmentation de la population mondiale et du style de vie de cette population. Comme illustre dans la *Figure 1.1* ci-dessous, durant les dernières 35 années, la consommation mondiale d'énergie primaire a doublé. On peut seulement noter une légère diminution les deux dernières années à cause de la crise économique, dont la plupart des pays développés ont souffert.

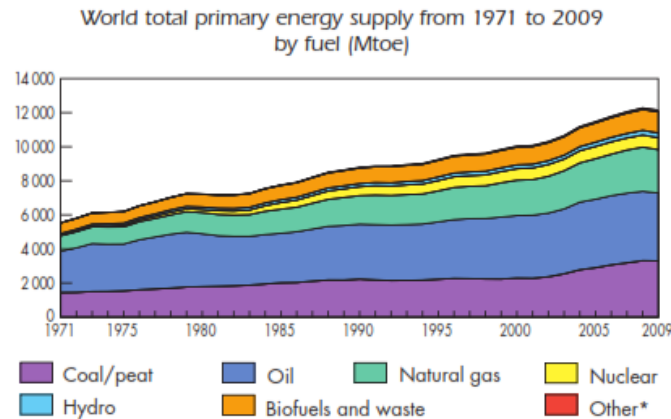


Figure 1.1 - Evolution de la consommation d'énergie primaire mondiale [1]

Si on fait attention à l'origine de cette énergie, on peut remarquer que la plupart de l'énergie qu'on consomme procède des combustibles fossiles.

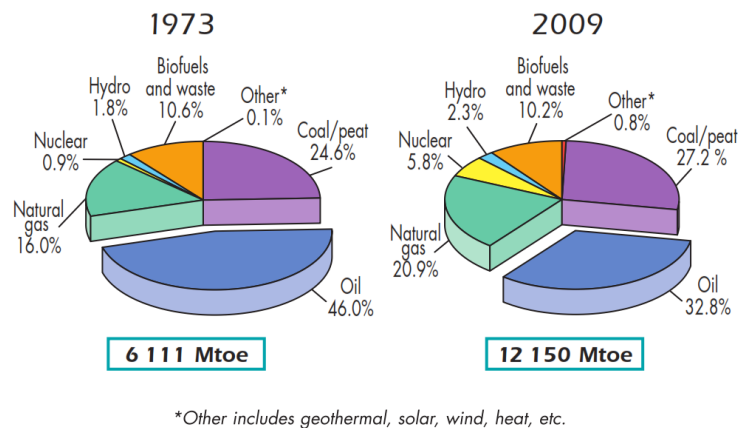


Figure 1.2 - Consommation d'énergie primaire mondiale en les années 1973 et 2009 [1]

C'est un fait préoccupant parce que, comme nous le savons tous, les combustibles fossiles sont une ressource limitée. On peut estimer qu'il reste de 50 à 60 ans de gaz naturel; de 150 à 200 de charbon et de 40 à 50 ans de pétrole. L'uranium est également une ressource limitée, on peut estimer la vie de l'uranium à 50-60ans [2] sauf en cas de surgénération¹.

1. Le chiffre avancé de 50 à 60 ans concerne uniquement l'uranium 235. Dans le cas de l'uranium 238, les réserves disponibles permettent une exploitation de milliers d'années.

Si on regarde les prévisions faites par IAE pour les prochaines années, on peut constater que la consommation d'énergie continuera à croître. Dans la *Figure 1.3* ci-dessous, deux scénarios sont analysés : le premier avec la politique énergétique actuelle et le second avec une politique énergétique destinée à stabiliser la concentration globale de gaz à effet de serre en dessous de 450 ppm de CO₂ équivalent. Malheureusement, on se retrouvera sûrement dans le premier, car on a vu avec d'autres traités comme le traité de Kyoto qu'il n'y a pas la volonté politique pour suivre ces politiques de protection de l'environnement.

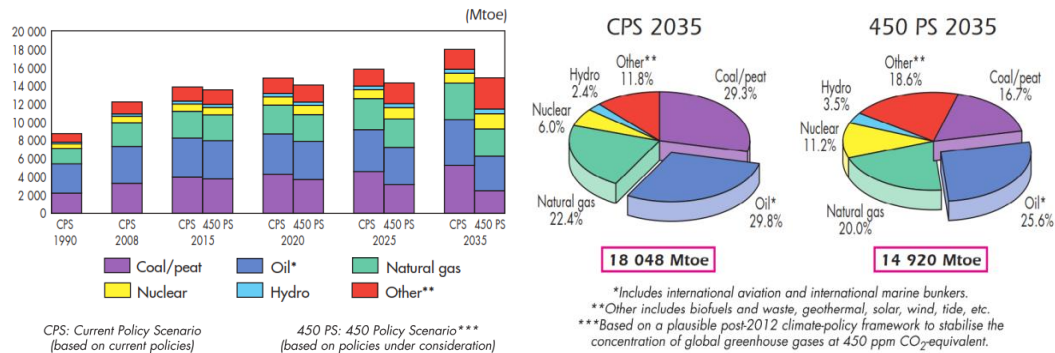


Figure 1.3 – Estimation de la consommation d'énergie primaire mondiale dans les prochaines années[1]

Si on regarde maintenant le cas de la génération électrique mondiale on voit que pour générer l'énergie électrique on utilise en grande partie les combustibles fossiles et l'uranium.

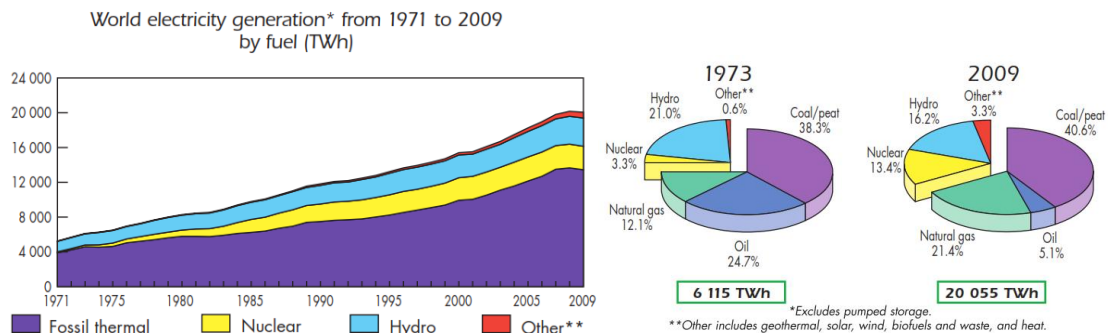


Figure 1.4 – Evolution de ressources utilisées pour la génération d'énergie électrique mondiale entre les ans 1971 et 2009[1]

En voyant la situation actuelle, où la consommation d'énergie électrique augmente et sûrement continuera à augmenter dans les prochains années, car son utilisation est présente dans tous les appareils électriques et électroniques, l'informatisation et l'automatisation augmentent de plus en plus, le marché du transport électrique (voitures électriques et hybrides) commence à émerger...

Le changement climatique représente un problème important et la cause de ce problème est l'émission de CO₂ provoquée en grande partie par l'utilisation des combustibles fossiles.

Tout cela nous porte à réfléchir sur l'importance de chercher de nouvelles façons de générer l'énergie électrique, différentes des façons traditionnelles. Le sujet de ce mémoire est de proposer une façon de générer de l'énergie électrique d'une manière peu conventionnelle, à savoir la génération d'énergie électrique par la transformation d'une énergie d'origine musculaire.

1.2 Sujet de mémoire

Le sujet de ce mémoire consiste à développer un nouveau type de vélo d'appartement prévu préférentiellement pour les centres de fitness, mais peut aussi être pensé pour la génération d'électricité dans les maisons de particuliers. Non seulement il offre autant, voire davantage, de fonctionnalités que les modèles classiques, mais il a en outre l'avantage de produire de l'électricité.

Ce mémoire est la continuation d'un autre mémoire effectué par un ancien étudiant de l'UCL, Denis Hellgren². Dans son travail il a réalisé le montage d'un vélo pour faire des essais dans le laboratoire. Nous profiterons de ce montage et de quelques calculs qu'il a effectués pour la réalisation de nos expérimentations.



Figure 1.5 – Montage avec un vélo conventionnel muni d'un moteur électrique réalisé dans le laboratoire

L'objectif ne sera pas seulement de créer un vélo pour en extraire l'énergie, mais aussi d'obtenir de meilleures performances de ce vélo. Afin de pouvoir faire cela, ce mémoire consistera surtout en la réalisation du contrôle électronique du convertisseur de puissance.

2. Voir le TFE MECA 2990

Énergie récupérable

L'objectif de cette section sera d'établir un ordre de grandeur de la puissance qu'un cycliste peut produire en cours d'entraînement dans les différentes situations. D'une part, cette approche nous permet d'avoir une idée de la récupération d'énergie possible. Ensuite elle nous aidera plus tard à dimensionner correctement quelques éléments comme par exemple les batteries si nécessaire. L'évaluation de la puissance récupérable dépend de plusieurs facteurs. Comptons parmi ceux-ci la durée de l'effort, le sexe, l'âge, le poids, la condition physique, la masse musculaire... Bien entendu, d'autres facteurs secondaires entrent en jeu comme l'état de fatigue, l'alimentation, la motivation, etc.

2.1 Analyse de la puissance d'un cycliste

La puissance d'un individu varie en fonction du type, de la durée et des conditions d'efforts fournis. Il est important de noter qu'un effort peut être fait en condition aérobique et/ou anaérobique. Cependant, la première étape de tout exercice est anaérobie (sans air littéralement), et se réfère à l'énergie d'échange sans oxygène dans les tissus vivants. Les efforts intenses et de courte durée comme par exemple courir 100m, réaliser un sprint avec le vélo ou l'haltérophilie sont essentiellement anaérobiques. Dans ce cas, l'énergie est puisée dans les muscles sollicités et de l'acide lactique se forme. La puissance développable est alors maximale. Dans le cas d'un effort aérobique, le muscle consomme de l'oxygène fourni par la respiration. Le muscle reçoit suffisamment d'oxygène pour couvrir l'effort et ne pas produire d'acide lactique. Comme exemples de l'effort aérobique : courir un marathon ou le vélo.

Dans notre cas, nous nous intéressons à la puissance qu'un cycliste est capable de développer durant une période prolongée de temps, c'est-à-dire, la puissance qu'il est capable de développer en réalisant un effort du type aérobique.

Puisqu'il y a une forte liaison entre la masse corporelle et la puissance que quelqu'un peut développer, on parlera de puissance développable par unité de masse corporelle (W/kg). Pour savoir quelles sont les capacités réelles de l'humain, on peut prendre les données dans le cadre ci-dessous *Table 2.1* et en déduire une estimation de l'énergie que l'on peut récupérer avec notre système.

	Men				Women			
	5 s	1 min	5 min	FT	5 s	1 min	5 min	FT
World class (e.g., international pro)	24,04	11,50	7,60	6,40	19,42	9,29	6,61	5,69
	23,77	11,39	7,50	6,31	19,20	9,20	6,52	5,61
	23,50	11,27	7,39	6,22	18,99	9,11	6,42	5,53
	23,22	11,16	7,29	6,13	18,77	9,02	6,33	5,44
	22,95	11,04	7,19	6,04	18,56	8,93	6,24	5,36
	22,68	10,93	7,08	5,96	18,34	8,84	6,15	5,28
Exceptional (e.g., domestic pro)	22,41	10,81	6,98	5,87	18,13	8,75	6,06	5,20
	22,14	10,70	6,88	5,78	17,91	8,66	5,96	5,12
	21,86	10,58	6,77	5,69	17,70	8,56	5,87	5,03
	21,59	10,47	6,67	5,60	17,48	8,47	5,78	4,95
	21,32	10,35	6,57	5,51	17,26	8,38	5,68	4,87
	21,05	10,24	6,46	5,42	17,05	8,29	5,59	4,79
Excellent (e.g., cat. 1)	20,78	10,12	6,36	5,33	16,83	8,20	5,50	4,70
	20,51	10,01	6,26	5,24	16,62	8,11	5,41	4,62
	20,23	9,89	6,15	5,15	16,40	8,02	5,31	4,54
	19,96	9,78	6,05	5,07	16,19	7,93	5,22	4,46
	19,69	9,66	5,95	4,98	15,97	7,84	5,13	4,38
	19,42	9,55	5,84	4,89	15,76	7,75	5,04	4,29
Very good (e.g., cat. 2)	19,15	9,43	5,74	4,80	15,54	7,66	4,94	4,21
	18,87	9,32	5,64	4,71	15,32	7,57	4,85	4,13
	18,60	9,20	5,53	4,62	15,11	7,48	4,76	4,05
	18,33	9,09	5,43	4,53	14,89	7,39	4,67	3,97
	18,06	8,97	5,33	4,44	14,68	7,30	4,57	3,88
	17,79	8,86	5,22	4,35	14,46	7,21	4,48	3,80
Good (e.g., cat. 3)	17,51	8,74	5,12	4,27	14,25	7,11	4,39	3,72
	17,24	8,63	5,01	4,18	14,03	7,02	4,30	3,64
	16,97	8,51	4,91	4,09	13,82	6,93	4,20	3,55
	16,70	8,40	4,81	4,00	13,60	6,84	4,11	3,47
	16,43	8,28	4,70	3,91	13,39	6,75	4,02	3,39
	16,15	8,17	4,60	3,82	13,17	6,66	3,93	3,31
Moderate (e.g., cat. 4)	15,88	8,05	4,50	3,73	12,95	6,57	3,83	3,23
	15,61	7,94	4,39	3,64	12,74	6,48	3,74	3,14
	15,34	7,82	4,29	3,55	12,52	6,39	3,65	3,06
	15,07	7,71	4,19	3,47	12,31	6,30	3,56	2,98
	14,79	7,59	4,08	3,38	12,09	6,21	3,46	2,90
	14,52	7,48	3,98	3,29	11,88	6,12	3,37	2,82
Fair (e.g., cat. 5)	14,25	7,36	3,88	3,20	11,66	6,03	3,28	2,73
	13,98	7,25	3,77	3,11	11,45	5,94	3,19	2,65
	13,71	7,13	3,67	3,02	11,23	5,85	3,09	2,57
	13,44	7,02	3,57	2,93	11,01	5,76	3,00	2,49
	13,16	6,90	3,46	2,84	10,80	5,66	2,91	2,40
	12,89	6,79	3,36	2,75	10,58	5,57	2,82	2,32
Untrained (e.g., non-racer)	12,62	6,67	3,26	2,66	10,37	5,48	2,72	2,24
	12,35	6,56	3,15	2,58	10,15	5,39	2,63	2,16
	12,08	6,44	3,05	2,49	9,94	5,30	2,54	2,08
	11,80	6,33	2,95	2,40	9,72	5,21	2,45	1,99
	11,53	6,21	2,84	2,31	9,51	5,12	2,36	1,91
	11,26	6,10	2,74	2,22	9,29	5,03	2,26	1,83
	10,99	5,99	2,64	2,13	9,07	4,94	2,17	1,75
	10,72	5,87	2,53	2,04	8,86	4,85	2,07	1,67
	10,44	5,76	2,43	1,95	8,64	4,76	1,98	1,58
	10,17	5,64	2,33	1,86	8,43	4,67	1,89	1,50

Table 2.1 – Puissance maximale développable par un cycliste pendant une période du temps en (W/kg)[3]

Dans les trois premières colonnes on peut dire qu'on se trouve dans un effort anaérobie ; ce n'est pas le cas qui nous intéresse. Cependant, on peut se faire une idée de la puissance maximale que peut développer un humain.

Par contre, dans la dernière colonne, on trouve la puissance que quelqu'un peut développer en faisant un effort prolongé, c'est-à-dire, un effort aérobie d'une durée d'environ une heure.

Avec ces données, on peut vérifier que le dimensionnement de l'alternateur est fait d'une façon correcte, car un alternateur de 500 watts conviendrait parfaitement pour absorber la puissance de la majorité des usagers.

Par ailleurs, il serait bon de déterminer le couple le plus élevé qui pourrait être développé et le nombre maximum de tours de pédale par minute que l'utilisateur du vélo peut effectuer.

On peut estimer que le couple maximum qu'un cycliste est capable de réaliser correspond au couple qui serait obtenu si le cycliste mettait tout son poids sur la pédale. Il est évident que cette expression dépend de sa masse corporelle et de la longueur du bras de levier d'une pédale de vélo d'appartement (entre 15 et 18.5 cm).

$$C_{max} = m_{cyc} * g * l$$

où

C_{max} = couple max développé par un cycliste

m_{cyc} = masse corporelle du cycliste

g = accélération de la gravité

l = longueur du bras de levier d'une pédale de vélo d'appartement.

Pour connaître la vitesse angulaire maximale du pédalier, on a estimé cette vitesse à partir d'expériences personnelles et on a conclu qu'elle est d'environ $\omega_{max} = 18 \text{ rad/s} = 172 \text{ rev/min}$.

Analyse de la puissance à réaliser selon les conditions extérieures

L'objectif du vélo créé ne sera pas seulement d'extraire de l'énergie, mais aussi d'obtenir de meilleures performances pour le vélo.

Afin de réaliser cet objectif, on va réaliser un système de contrôle permettant à l'utilisateur de sélectionner différents niveaux d'effort qu'il veut réaliser, comme c'est le cas des vélos actuels. Ce résultat pourrait être obtenu par un contrôle de couple, ce qui rend l'utilisateur capable de simuler des situations différentes (pente, vent et frottement de l'air, rapport de démultiplication...), seulement par la simple utilisation d'un contrôle électronique du couple. Par conséquent, l'utilisateur du vélo de fitness serait en mesure de programmer divers types d'entraînement par les éléments variant en fonction de la distance parcourue, la vitesse, comme l'intensité des efforts et la durée de chaque exercice.



Figure 3.1 – Console du vélo de fitness conventionnel

Par ailleurs, tous ces éléments seraient modifiables par l'entraîneur grâce à une interface, le rendant capable de contrôler et de programmer un entraînement spécial de l'utilisateur. Par exemple, une idée qui serait motivante pour l'utilisateur serait d'introduire des profils des itinéraires des cols de montagne du Tour de France connus comme par exemple l'Alpe d'Huez, le Col du Tourmalet, le Col du Galibier ou le Col de la Madeleine... Si on veut imaginer encore une forme plus motivante on pourrait enregistrer l'itinéraire et le visualiser sur un écran juste en face du vélo : on utiliserait une part de l'énergie produite pour alimenter l'écran et les autres dispositifs électroniques du vélo.

Une autre application intéressante serait que l'entraîneur pourrait aussi enregistrer l'exercice réalisé par l'utilisateur et visualiser l'évolution de l'utilisateur dans son entraînement. De plus, une interface avec l'utilisateur sera également programmée sur un PC afin d'émuler la console, ce qui lui permettra de contrôler le vélo.

3.1 Analyse

La puissance que l'utilisateur doit développer dépend de la puissance nécessaire pour vaincre le frottement avec l'air, la puissance pour vaincre la gravité, la puissance pour vaincre le frottement avec le sol, la puissance pour vaincre l'inertie lors des accélérations et l'inertie de la

roue même si cette dernière est presque négligeable en rapport avec les autres. Ces puissances dépendent de plusieurs facteurs : de paramètres fixes comme la gravité ou la densité de l'air, des conditions extérieures imposées pour l'utilisateur ou l'entraîneur comme la pente à vaincre, de la vitesse du vent ou d'autres paramètres qui dépendent de l'utilisateur comme la masse corporelle et la taille de l'utilisateur.

3.1.1 Puissance pour vaincre le frottement avec l'air :

$$Wv = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot Cx \cdot A \cdot (v_{rel})^2 \cdot v_{cyc}$$

où:

ρ_{air} = densité de l'air

Cx = Coefficient de résistance aérodynamique

A = Surface d'exposition au vent

v_{rel} = Vitesse relative du vent

v_{cyc} = vitesse du vélo

La densité de l'air considérée comme constante est de 1,2 kg/m³.

Le coefficient de résistance aérodynamique prend une valeur d'entre 0,7 et 1,1. Cette valeur change en fonction le type de vélo utilisé (vélo tout terrain, vélo de route...) et de la position adoptée par le cycliste sur son vélo. Par exemple, le coefficient de résistance aérodynamique prend la valeur de 0,7 pour les positions aérodynamiques des cyclistes professionnels pendant une étape contre-la-montre.



Figure 3.2 – Le cycliste belge Maxime Monfort adopte une position aérodynamique pendant une étape contre- la-montre

L'aire d'exposition au vent est un paramètre qui change en fonction du poids, de la taille et de la position adoptée sur le vélo. Ce paramètre oscille entre 0,3 et 0,6 mètres carrés.

La vitesse relative du cycliste est la somme de la vitesse du cycliste et de la vitesse du vent qui sera positive si le vent est de face et négative si le cycliste roule dans le sens du vent.

$$v_{rel} = v_{cyc} + v_{vent}$$

3.1.2 La puissance pour vaincre la gravité :

$$W_g = m_{tot} \cdot g \cdot v_{cyl} \cdot \sin(\alpha)$$

où:

m_{tot} = masse totale

g = accélération de la gravité

v_{cyl} = vitesse du cycliste

α = angle formé entre la route et l'horizontale (pente)

La masse totale est la somme entre la masse du cycliste et la masse du vélo.

$$m_{tot} = m_{cyc} + m_{vélo}$$

La masse d'un vélo oscille entre 6kg (les plus légers de compétition) à 16 kg.

3.1.3 La puissance pour vaincre le frottement avec le sol :

$$W_f = (C_v + C_r) \cdot m_{tot} \cdot g \cdot v_{cyl} \cdot \cos(\alpha)$$

où:

C_v = coefficient de frottement du vélo

C_r = coefficient de frottement de la route

m_{tot} = masse totale

g = accélération de la gravité

v_{cyl} = vitesse du cycliste

α = angle formé entre la route et l'horizontale (pente)

Le coefficient de frottement du vélo prend une valeur d'environ 0,01 ; cette valeur dépend de la route.

Le coefficient de frottement de la route dépend de la route et prend la valeur de 0,004 si la route est normale et 0,005 si la route est dégradée.

3.1.4 La puissance que l'utilisateur fait pour accélérer :

$$W_{acc} = \frac{\partial}{\partial t} (E_c) = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \cdot m_{tot} \cdot v_{cyc}^2 \right) = m_{tot} \cdot v_{cyc} \cdot a$$

où:

E_c = énergie cinétique

m_{tot} = masse totale

v_{cyc} = vitesse du cycliste

a = accélération du cycliste

3.1.5 La puissance développée pour changer l'énergie cinétique ou la vitesse de rotation de la roue :

$$W_{inert} = 2 \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \cdot I \cdot \omega^2 \right) = 2 \cdot I \cdot \omega \cdot \alpha$$

où:

I = Inertie de la roue

ω = vitesse angulaire de la roue

α = accélération angulaire de la roue

L'inertie de la roue d'un vélo dépend du type de vélo, mais on peut prendre une valeur d'environ $0,3 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. La vitesse angulaire de la roue se calcule comme la vitesse du vélo divisée par le rayon de la roue. Ce rayon dépend aussi du vélo considéré. Normalement le rayon de la roue est d'environ 32 cm. L'accélération angulaire se calcule comme l'accélération du vélo divisée par le rayon.

On peut regrouper les deux puissances antérieures en une seule parce qu'elles dépendent de la vitesse et l'accélération du vélo.

$$W_{aeq} = m_{eq} \cdot v_{cyc} \cdot a$$

ou:

m_{eq} = masse équivalente

$$La \ m_{eq} = m_{tot} + \frac{2 \cdot I}{r^2}$$

3.1.6 La puissance totale :

La puissance totale est la somme de toutes les puissances qu'on a décrites ci-dessus :

$$W_{tot} = W_v + W_g + W_f + W_{aeq}$$

Description du système de puissance

L'objectif de cette section du mémoire est de décrire les différentes parties qui constituent le système de puissance générateur électrique sur lequel on fera des expérimentations. Les différentes parties dont on parlera sont l'alternateur, le redresseur, le convertisseur DC-DC, l'accumulateur et l'onduleur.

4.1 L'alternateur

Il existe de nombreux types de machines électriques à champ tournant appropriées à une telle fonctionnalité. À noter qu'en fonction de l'usage, ces machines seront appelées moteurs si elles sont destinées à fournir un travail mécanique ou générateurs si, à partir d'une énergie mécanique, la machine produit de l'électricité.

Dans le cas de l'application étudiée, la machine électrique fonctionnera comme un générateur, car sa fonction sera de transformer la puissance mécanique développée par le cycliste en puissance électrique.

La machine choisie pour le montage expérimental du laboratoire est une machine à courant continu brushless, le moteur Crystalyne 406R.

Un moteur brushless [4], sans balais, est un moteur à courant continu équipé d'un capteur de position rotorique et dont le rotor est constitué d'un ou de plusieurs aimants permanents. Vu de l'extérieur, il fonctionne en courant continu. Son appellation brushless vient du fait que ce type de moteur ne contient aucun balai, mais un système électronique de commande assurant la commutation du courant dans les enroulements de l'induit. Ce dispositif peut être soit intégré au moteur, pour les petites puissances, soit être placé à l'extérieur.

Vu de l'extérieur, son fonctionnement est identique à une machine à courant continu : il suffit de faire varier la tension d'alimentation pour faire varier la vitesse de rotation.

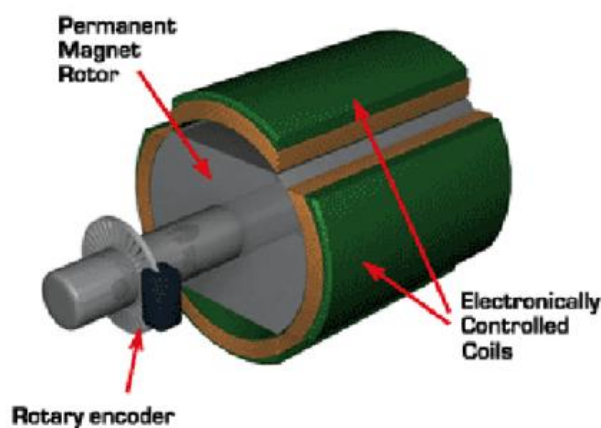


Figure 4.1 – Schéma d'une machine à courant continu Brushless

C'est d'ailleurs ce type de générateur qui est utilisé pour l'étude sur un banc d'essai. Remarquons néanmoins que le terme brushless implique la présence d'une électronique de puissance intimement liée à cette machine. Le modèle Crystalyte utilisé en laboratoire est commandé et utilisé sans son électronique de puissance propre. Donc, par conséquent on n'a pas un moteur brushless, on a un moteur synchrone.

De ce fait ce qui constitue une machine à courant continu brushless dans notre montage c'est l'union d'un moteur synchrone avec un redresseur.

4.1.1 Les machines synchrones

Les machines synchrones [4] sont les générateurs électriques AC les plus utilisés. Lorsqu'elles sont utilisées comme génératrice, on les appelle alternateur. La gamme de puissance va de quelques watts à plusieurs gigawatts pour les alternateurs de centrales nucléaires.

Les deux parties séparées par l'entrefer jouent des rôles différents :

-L'inducteur, par rapport auquel le champ est fixe. Celui-ci est muni d'un enroulement alimenté en DC, d'un aimant permanent ou de saillances magnétiques.

-L'induit, par rapport auquel le champ est mobile. Celui-ci est muni d'un système triphasé ou polyphasé d'enroulements.

Notons que la configuration normale des machines synchrones est telle que l'induit se trouve au stator et l'inducteur au rotor mais qu'il existe aussi des machines synchrones inversées dont l'induit est au rotor et l'inducteur au stator.

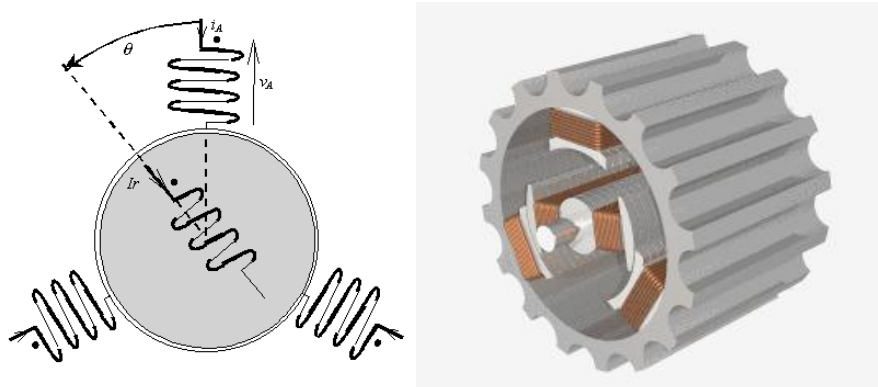


Figure 4.2 – Schéma d'une machine synchrone et possible structure

Le modèle retenu est le Crystalyne 406R. Ce modèle est normalement utilisé dans les vélos électriques comme moteur, partant il semble un bon choix pour notre application. Il a 500 W de puissance, ce qui suffira pour notre application comme on a vu dans la section 2.1 Analyse de la puissance d'un cycliste.



Figure 4.3 – Photographie du générateur Crystalyne 406R

4.2 Le redresseur

Les tensions triphasées sortant de l'alternateur sont connectées au redresseur [5]. Il s'agit d'un outil électronique permettant de convertir les trois entrées sinusoïdales déphasées d'un angle de $2\pi/3$ en une tension de sortie quasiment continue.

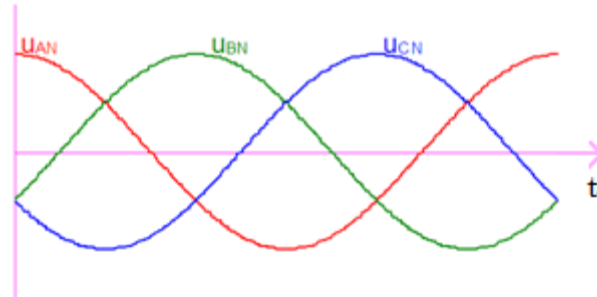


Figure 4.4 – Tensions de sortie de la machine synchrone (unités arbitraires)

Cette conversion est réalisée au moyen du montage de six diodes, assemblées selon la Figure 4.5.

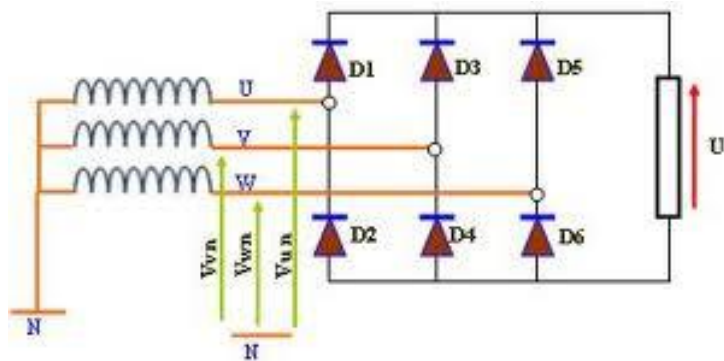


Figure 4.5 – Redresseur triphasé avec diodes

La tension résultant après le redresseur est une tension presque continue comme on peut voir sur la Figure 4.6.

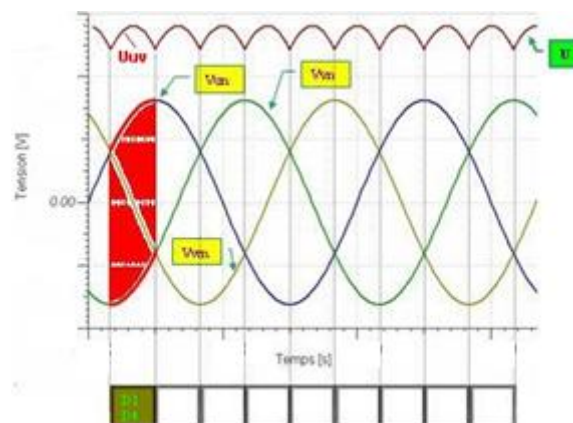


Figure 4.6 – Formes d'onde de la tension après le redresseur (U) et les tensions triphasées (unités arbitraires)

On peut voir le redresseur utilisé lors des expérimentations sur l'image ci-dessous.

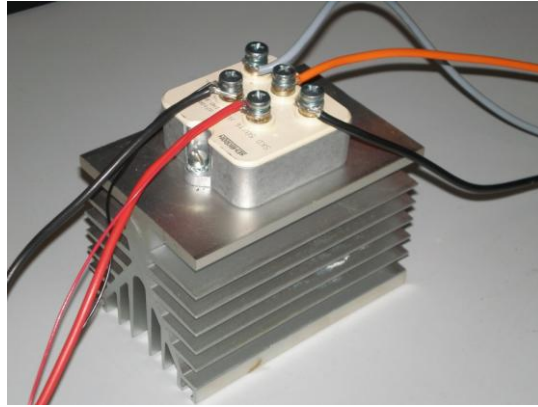


Figure 4.7 – Redresseur utilisé dans le laboratoire

On aurait pu utiliser un redresseur triphasé contrôlé, mais cette option ne présente guère d'intérêt parce que la valeur de la tension redressée peut seulement être réduite par la commande, alors qu'il faut au contraire l'augmenter à faible vitesse. De plus le redresseur triphasé contrôlé est plus cher. Ce n'est donc pas une option intéressante.

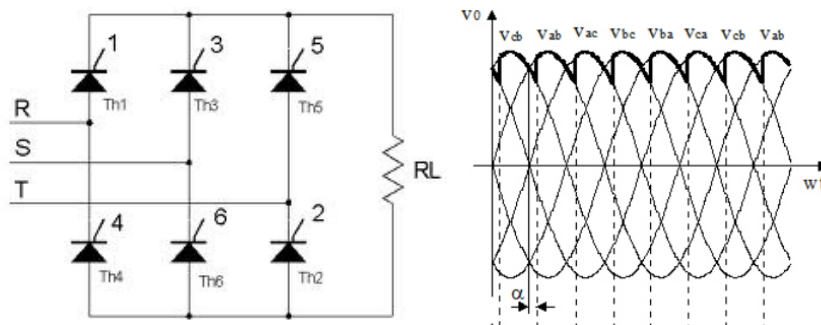


Figure 4.8 – Redresseur triphasé contrôlé et formes d'onde de la tension

4.3 Le hacheur DC-DC

La tension, préalablement redressée, est connectée au convertisseur. Il permet d'obtenir la tension souhaitée pour l'injecter soit dans un accumulateur, soit sur le réseau général. Il existe trois types de convertisseurs :

- Le hacheur parallèle ou élévateur de tension boost : ce modèle permet uniquement d'élérer la tension et d'abaisser le courant.

- Le hacheur série ou abaisseur de tension buck : ce modèle permet uniquement d'abaisser la tension et d'élérer le courant.

- Le hacheur à stockage inductif buck-boost : ce modèle permet aussi bien d'élérer que de réduire la tension tout comme il permet d'abaisser ou d'augmenter le courant. À taille égale, le rendement de ce hacheur est moins performant que les deux convertisseurs précédents, car toute l'énergie allant de l'entrée vers la sortie doit passer par un stockage dans une self.

Le modèle qui répond le mieux à nos exigences est le premier modèle : l'élévateur de tension. La caractéristique du second modèle ne nous intéresse pas, car le montage ne fonctionnerait que lorsque la vitesse serait suffisante pour que la tension redressée soit supérieure à la

tension des batteries (24V dans notre cas). Et le dernier modèle a un rendement moins bon. On peut voir le modèle du convertisseur boost à la *Figure* ci-dessous.

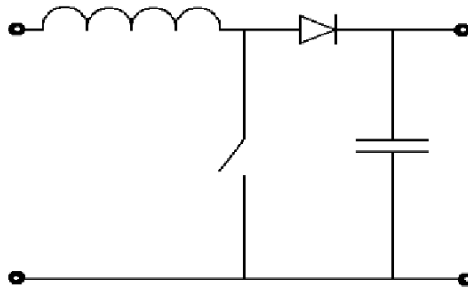


Figure 4.9 – Convertisseur DC-DC élévateur (boost)

Ce modèle est la configuration habituelle d'un hacheur boost. Cette configuration n'est pas exactement la même que celle du hacheur que nous avons dans notre montage. Sur le montage du laboratoire, on a un bras onduleur obtenu en ajoutant un transistor en parallèle avec la diode, ce qui nous permet d'avoir un hacheur réversible où la transmission de puissance peut être faite vers les deux sens.

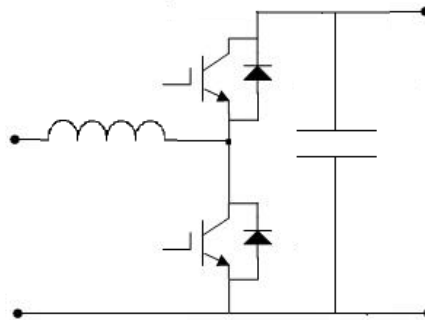
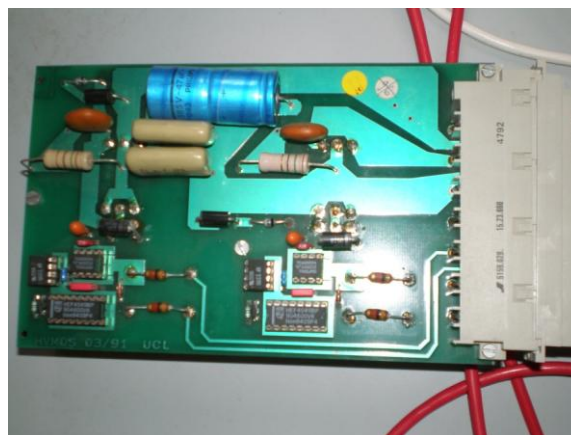


Figure 4.10 – Hacheur DC-DC élévateur avec bras onduleur (boost)

Ce modèle est composé d'une inductance, de deux diodes, d'une capacité et de deux interrupteurs. C'est le contrôle des interrupteurs qui conditionne la tension et le courant de sortie. Une fois le montage fait, ce sont les seuls composants qui auront un impact sur les conditions de pédalage.



*Figure 4.11 – Convertisseur DC-DC élévateur (boost) utilisé dans le montage du laboratoire
(Les transistors de puissance et les diodes de puissance se trouvent de l'autre côté de la plaque)*

4.4 L'accumulateur

À la sortie du convertisseur DC-DC, il ne reste plus qu'à exploiter l'énergie produite.

Dans l'option du rechargement d'un accumulateur de taille plus importante, il suffit de brancher la sortie du convertisseur aux bornes de ce second accumulateur. Les deux accumulateurs étant alors placés en parallèle. L'intérêt et les possibilités d'exploitation d'une telle source sont multiples : les accumulateurs peuvent, moyennant certaines transformations, faire fonctionner tous types d'appareils électriques. Que ce soit les télévisions, les frigos, les chauffages électriques, les ordinateurs, etc. Le désavantage des accumulateurs est leur durée de vie, leur autodécharge et leur haut coût économique.



Figure 4.11 – Batteries utilisés dans le montage du laboratoire

4.5 L'onduleur

Il faut dire que l'onduleur [6] ne fait pas partie du montage réalisé au laboratoire mais, de toute façon, il est un élément fondamental sur un montage réel pour transmettre l'énergie au réseau (de cette façon on peut gagner de l'argent pour la fourniture d'énergie au réseau public) ou pour alimenter une charge à courant alternatif.

La fonction principale de cet élément est de convertir la tension DC de sortie du convertisseur DC-DC ou de l'accumulateur en une tension alternative (AC) de forme sinusoïdale.

Habituellement on distingue trois configurations ou topologies d'onduleurs: avec transformateur de prise moyenne ("push-pull"), avec batterie à prise moyenne (demi-pont) et la configuration en pont complet.

Ces trois cas correspondent aux trois façons les plus raisonnables pour réaliser la fonction d'onduleur de tension ou de courant avec les moyens disponibles aujourd'hui dans l'électronique de puissance.

Chacun a ses avantages et ses inconvénients, indépendamment des semi-conducteurs utilisés dans sa réalisation et de l'excitation et de bloquer les circuits auxiliaires. Les Figures 4.12 et 4.13 montrent les schémas push-pull et demi-pont, respectivement. À côté de chacune des configurations, on a représenté la forme d'onde de sortie correspondant à chacun d'eux. Le cas de configuration push-pull doit prendre en compte la relation entre chacune des spires du bobinage des primaires (en prenant en compte qu'il est en plan moyen) et le secondaire. La topologie nécessite la disponibilité d'un potentiel intermédiaire entre ceux des bornes d'alimentation. Ce potentiel peut-être obtenu par une prise médiane sur la batterie (Figure 4.13) où à l'aide de deux condensateurs en série (Figure 4.14).

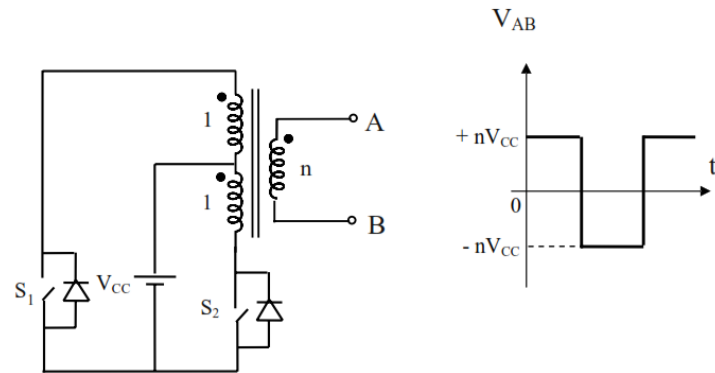


Figure 4.12– Onduleur avec transformateur de prise moyenne ("push-pull")

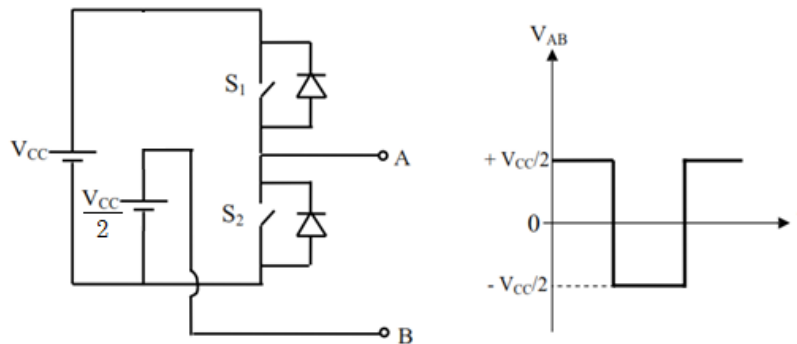


Figure 4.13 – Onduleur en configuration de demi-pont

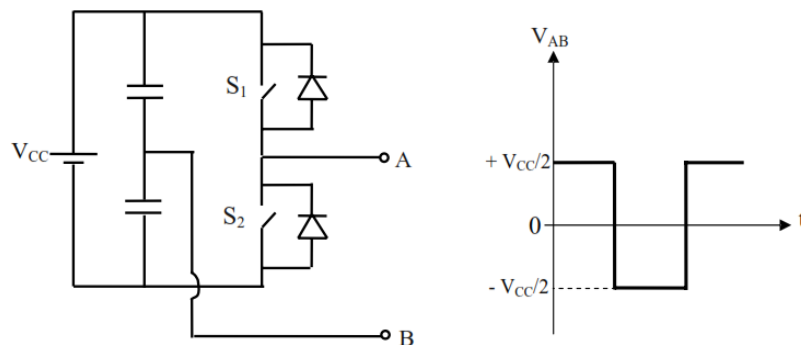


Figure 4.14 – Onduleur en configuration de demi-pont

La Figure 4.15 montre la configuration en pont complet. L'onduleur en pont complet se compose de quatre interrupteurs de puissance totalement contrôlés, généralement des transistors MOSFET ou IGBTs.

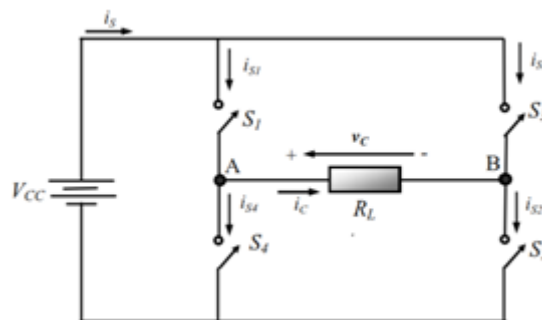


Figure 4.15 – Onduleur de pont complet

La forme d'onde de l'onduleur en pont complet est représentée à la *Figure 4.16*.

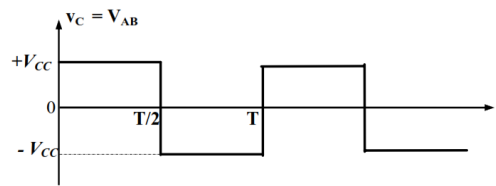


Figure 4.16 – Forme d'onde de l'onduleur contrôlé par onde carrée

Afin d'obtenir une meilleure performance de la tension qui sort de l'onduleur, on peut changer le contrôle d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. De cette façon, on peut obtenir des formes d'onde plus proches de la forme sinusoïdale désirée. Une possibilité est le contrôle MLI.

4.6 Isolation galvanique

Si le montage définitif est connecté au réseau électrique il convient d'isoler notre montage du réseau afin d'éviter des électrocutions.

L'isolation galvanique se réalise en équipant le système d'un transformateur. Celui-ci peut se placer :

- après l'onduleur. Dans ce cas, il s'agit simplement de relier les bornes de sortie de l'onduleur à un transformateur 50Hz. Il aura un bon rendement, mais sera de taille relativement importante. À remarquer qu'il est possible de trouver des onduleurs qui possèdent déjà un système d'isolation galvanique interne. Il est inutile dans ce cas de rajouter un transformateur supplémentaire.

- dans le convertisseur DC-DC. On parle alors d'un convertisseur DC-DC à isolation galvanique. Équiper le convertisseur d'un transformateur occasionne un moins bon rendement que dans la première solution. Notons néanmoins que ce transformateur sera de taille plus réduite que pour la première option. Cela est dû à la fréquence plus élevée du signal.

Un schéma complet de l'installation est représenté à la page suivante.

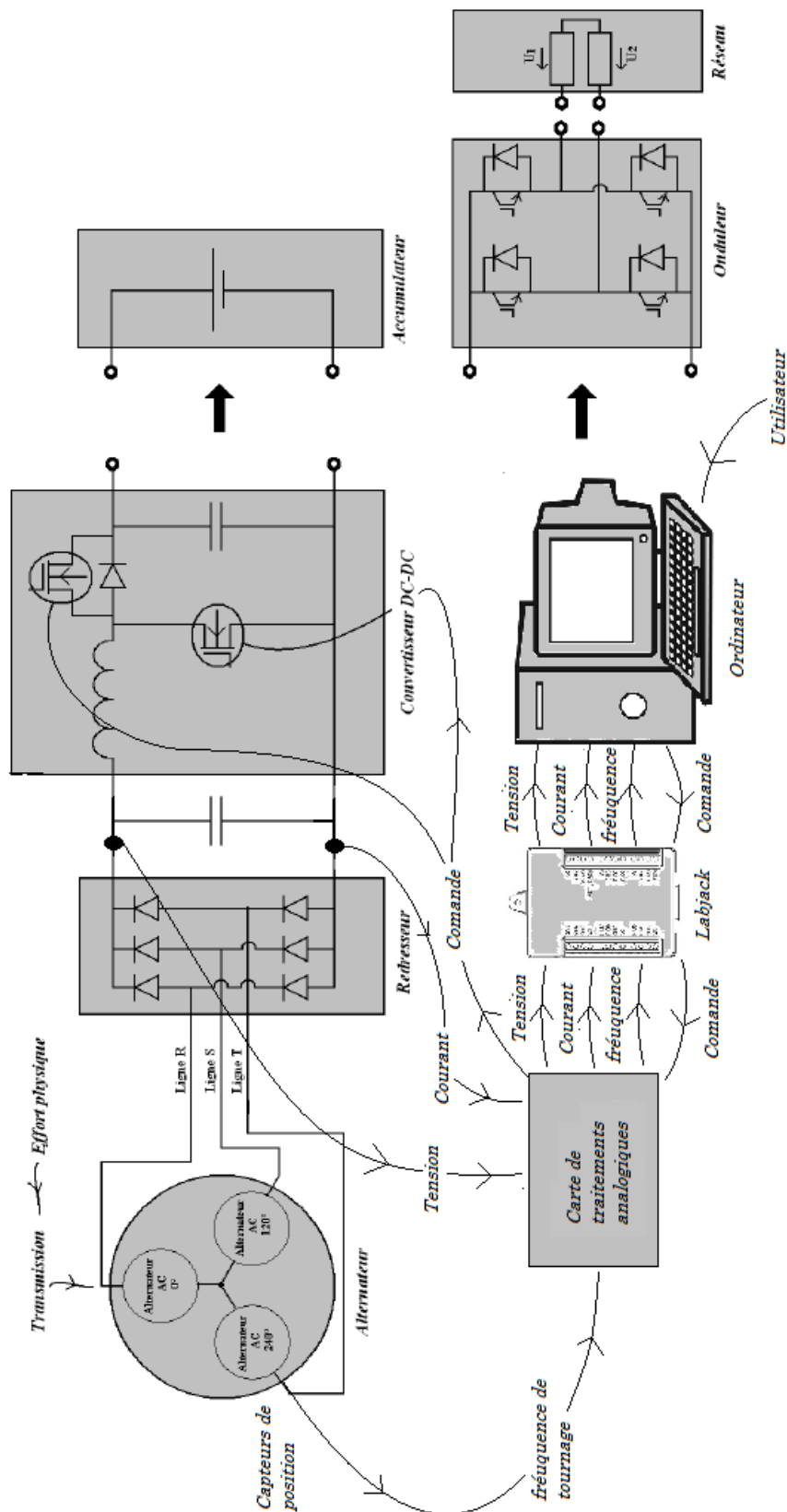


Figure 4.17 - Schéma complet de l'installation

Charge active réversible pour générateurs électriques

5.1 Introduction

D'abord, il faut dire que la carte de commande a été réalisée en adoptant un schéma conçu par les professeurs E. Matagne et T. Kerbaché pour la caractérisation des modules photovoltaïques.

Le montage réalisé devait rester compatible avec cet usage, ce qui justifie le fait que la charge est réversible, bien que le redresseur utilisé avec la génératrice du vélo ne le soit pas. Cette contrainte a été respectée et la charge réversible réalisée a pu être utilisée par d'autres étudiants dans le cadre de leur TFE. Pour respecter cette contrainte, nous avons d'abord dû acquérir une bonne compréhension du montage original. Celui-ci comporte une importante partie analogique, ce qui permet d'observer à l'oscilloscope le détail du fonctionnement.

Nous avons dû recalculer les composants qui déterminent le gain et la réponse en fréquence des régulateurs. Ces composants sont montés sur des supports afin de pouvoir aisément être modifiés en fonction de l'utilisation faite.

De plus, nous avons conçu quelques parties du montage comme le circuit de mesure de vitesse.

5.2 Carte électronique

Le dispositif décrit ci-dessous permet de parcourir la caractéristique courant-tension de générateurs électriques.

Il doit être connecté à une source de tension réversible, normalement une batterie. Aucune autre alimentation n'est nécessaire, ce qui permet son usage sur site. Il permet d'appliquer au générateur testé une tension réglable entre 0 V et la tension de la batterie (aux chutes de tension près). Le dispositif est muni d'un système de limitation du courant injecté dans le générateur.

Le dispositif est commandé par une tension analogique pouvant aller de 0 à 5 V. Les mesures de courant et de tension sont aussi fournies dans la gamme 0 à 5 V. De cette sorte, ces signaux peuvent être gérés par un ordinateur muni d'une interface analogique tel que le LABJACK U12.

Outre la possibilité de relever la caractéristique courant-tension d'un générateur, ce dispositif permet également d'étudier divers algorithmes de poursuite du point optimum de fonctionnement (MPPT) ou de pratiquer des enregistrements sur des périodes de temps longues.

Dans notre cas il était intéressant de connaître la fréquence à laquelle le générateur tournait donc on a décidé d'ajouter une partie sur la carte électronique pour mesurer cette fréquence.

Le dispositif a été conçu pour être utilisé avec une batterie de 24 V. Dans la version actuelle, la gamme de mesure du capteur de courant est de 0 à 5 A ou bien de 0 à 16 A selon la position de l'interrupteur qui choisit la sensibilité du capteur de courant. La tension appliquée au module contient une ondulation résiduelle MLI à 4 kHz, d'une amplitude inférieure à 0.66 V.

5.3 Principe

La partie principale du dispositif est un hacheur MLI dont l'entrée est connectée à une batterie (24 V). Ce hacheur est commandé par un signal analogique permettant de régler la tension de sortie du hacheur à toute valeur comprise entre 0V et la tension de batterie (aux chutes de tension près). Cette tension réglable est appliquée au générateur à tester.

Le hacheur est réversible de sorte que, en fonctionnement normal, l'énergie fournie par le générateur est transmise à la batterie, le hacheur fonctionnant alors en convertisseur élévateur de tension.

Un capteur de courant et un amplificateur différentiel fournissent des mesures du courant et de la tension sous forme de signaux analogiques. Ces deux signaux, ainsi que le signal de commande du hacheur, peuvent être gérés par un ordinateur grâce à une interface analogique-digital du commerce (nous avons utilisé un LabJack U12). Le schéma de principe est donc celui indiqué à la *Figure 5.1*.

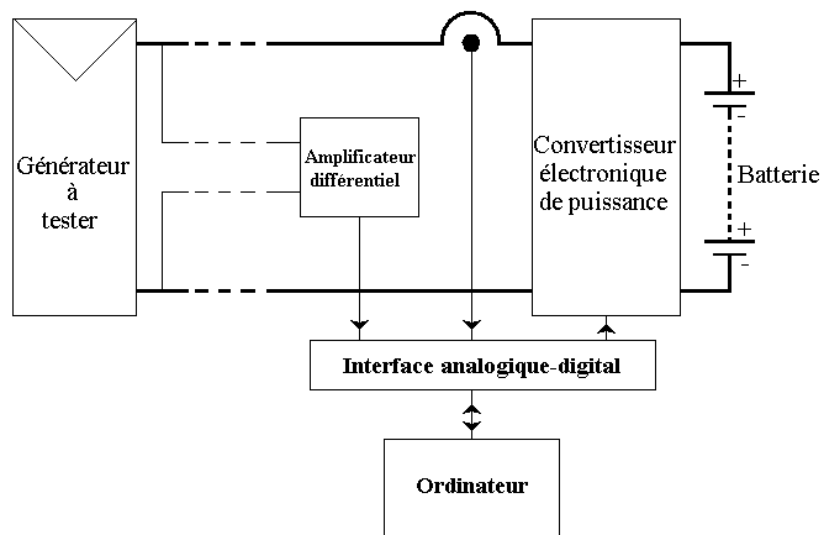


Figure 5.1 - Schéma de principe du dispositif

Les signaux échangés entre le dispositif et l'interface analogique-digital sont des signaux analogiques compris entre 0V et 5V.

Les gains des capteurs de tension et de courant, ainsi que de la commande, ne sont fixés que de façon approximative. Pour des mesures précises, un étalonnage préalable sera effectué.

Le gain de l'amplificateur différentiel est d'environ 1/5. Le zéro est maintenu. La tension d'entrée doit donc être comprise entre 0V et 25 V, le signal de sortie allant alors de 0V à 5V. En un premier moment ce dispositif avait été conçu pour une installation photovoltaïque où la tension ne devait pas dépasser les 18V. Mais dans le cas présent, la tension peut arriver à des valeurs d'environ 40V, essais faits avec le générateur à vide, mais quand il est connecté au hacheur il ne surmonte pas la tension de la batterie. De toute façon, ceci ne posera pas de problème de fiabilité parce que, l'entrée des amplificateurs opérationnels ne montera jamais au-dessus de 4V du fait que le gain du premier étage n'est que de 1/10.

Le gain du capteur de courant est d'environ 0.375 V / A ou 0.125 V/A en fonction de la position de sélection de sensibilité du capteur selon les données du constructeur. En outre, le zéro de courant correspond à une tension de sortie d'environ 2.5 V. Le courant d'entrée pourrait donc

aller de -5.33 A à $+5.33\text{ A}$ pour la première sensibilité et de -16 A à $+16\text{ A}$ pour la deuxième sensibilité, la tension analogique variant alors de 0.5 V à 4.5 V .

En boucle ouverte, le signal de commande va de 1.66 V à 3.33 V , la tension appliquée au générateur allant dans cet intervalle de 0 V à la tension de batterie (24 V). En boucle fermée, le signal de commande a la même dynamique que la sortie du dispositif de mesure, soit $0\text{--}5\text{ V}$ pour la commande en tension et $0.5\text{--}4.5\text{ V}$ pour la commande en courant.

5.4 Connexions

Après avoir mis les interrupteurs du générateur et de la batterie en position OFF, on peut connecter la batterie et le générateur aux endroits indiqués. Les bornes de mesure de la tension sont connectées en parallèle sur les bornes du générateur. Si on effectue cette connexion au niveau du panneau de la *Figure 5.2*, la tension mesurée ne sera pas exactement celle du générateur, mais la tension du générateur moins les chutes de tension le long de la liaison. Il en résulte une imprécision, surtout si le générateur est relié au dispositif par un câble de longueur significative. Pour éviter cette imprécision, il est dans ce cas conseillé de connecter les bornes de mesure de la tension par un câble directement sur le générateur (montage du générateur en quadripôle). La liaison entre le générateur et le présent boîtier s'effectue donc par quatre conducteurs. Les conducteurs reliés aux bornes « Générateur » doivent avoir une section suffisante pour transporter le courant fourni par le générateur. Les conducteurs connectés à l'entrée « Mesure de tension » peuvent par contre être de petit diamètre car ils ne transportent qu'un courant insignifiant. On a ajouté un sélectionneur de deux positions pour choisir la sensibilité du capteur de courant qu'on veut obtenir. De toute façon cette solution est provisoire, la solution définitive est d'utiliser différentes bornes pour le générateur selon que l'on connecte les panneaux photovoltaïques ou bien la machine électrique.

Le panneau avant du dispositif est schématisé à la *Figure 5.2*.

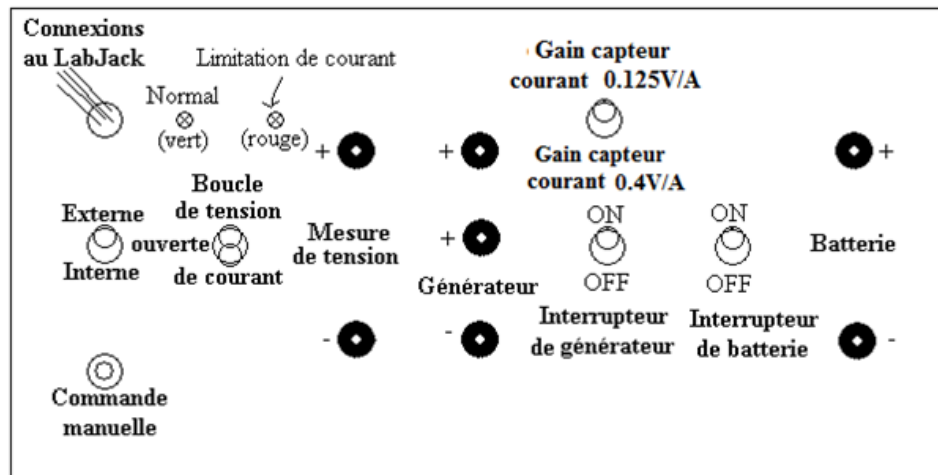


Figure 5.2 - Panneau avant du dispositif

Avant d'utiliser le dispositif, il convient de vérifier que les connexions entre les différentes parties, internes et externes, sont correctement effectuées. La *Figure 5.3* indique les connexions à réaliser entre les différentes parties du montage.

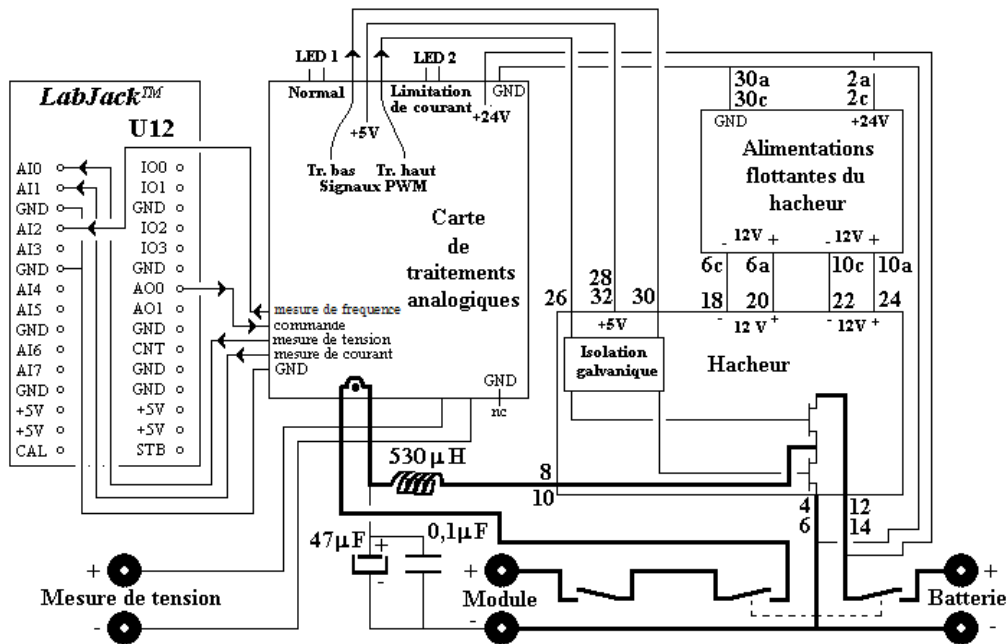


Figure 5.3 - Connexions entre les différentes parties du montage

Dans la plupart des cas, on choisira le fonctionnement en boucle ouverte. En effet, en boucle fermée, la vitesse de réaction du dispositif est plus lente et on doit donc laisser s'écouler un temps plus long entre deux mesures. La position « Boucle fermée » ne sera utilisée que si l'on souhaite maintenir une tension ou un courant constant aux bornes du générateur pendant une longue durée. Dans notre cas, la situation est un peu différente car on désire faire un contrôle de courant, donc la solution la plus logique est d'utiliser la boucle de courant.

La position « Externe » est la plus intéressante car elle permet à l'ordinateur de commander la tension appliquée au générateur. La position « Interne » est utile lors de la mise au point d'une manipulation car on peut alors régler la tension manuellement à l'aide du bouton « Commande manuelle ».

5.5 Protection du matériel

Le dispositif n'est pas muni d'un fusible, pour éviter les surtensions en cas de déclenchement intempestif de celui-ci. On veillera donc tout particulièrement à connecter la batterie avec la bonne polarité.

La mise en service se fera en mettant « ON » d'abord la batterie, et ensuite seulement le générateur. A la mise à l'arrêt, on mettra « OFF » d'abord le générateur, et ensuite seulement la batterie.

La raison de cette procédure est que, si le dispositif est utilisé sans batterie connectée, la tension aux bornes du hacheur peut atteindre des tensions dangereuses pour ses composants. On notera que, à la Figure 5.3, les interrupteurs sont disposés de façon à rendre la fausse manœuvre impossible, mais on se méfiera cependant des transitoires qu'un mauvais ordre de mise « ON » ou « OFF » pourrait provoquer.

Lors d'un usage prolongé en fonctionnement normal du générateur électrique, il existe un risque de surcharge de la batterie. Pour éviter cela, il convient de décharger la batterie lorsque sa tension devient trop grande. On trouvera ci-dessous un dispositif qui réalise automatiquement cette opération.

5.5.1 Protection de la batterie

Un dispositif automatique de décharge de la batterie (non inclus dans le dispositif) peut être réalisé à l'aide d'un « régulateur de charge » destiné aux installations photovoltaïques à connexion directe. Le schéma d'un tel régulateur, monté de la façon prévue par le fabricant, est fourni à la *Figure 5.4*.

Ce régulateur agit normalement en court-circuitant l'entrée à une fréquence de l'ordre de 100 Hz.

Dans l'utilisation décrite ici, ce régulateur sera connecté à la batterie de façon normale. Par contre, la sortie prévue vers la charge ne sera pas utilisée. Au lieu de cela, la charge est connectée entre la borne positive de la batterie et la borne positive de l'entrée du régulateur, comme indiqué à la *Figure 5.5*.

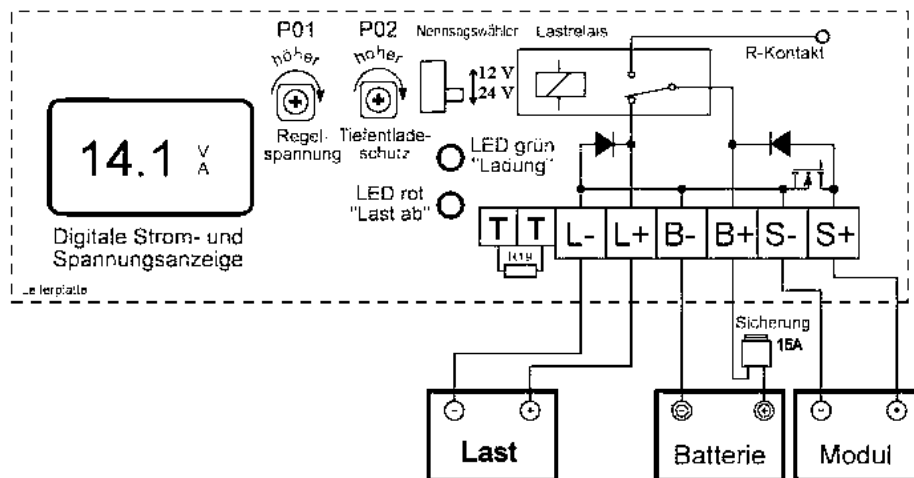


Figure 5.4 - Utilisation normale du régulateur SLR114DVM (mode 24 V)

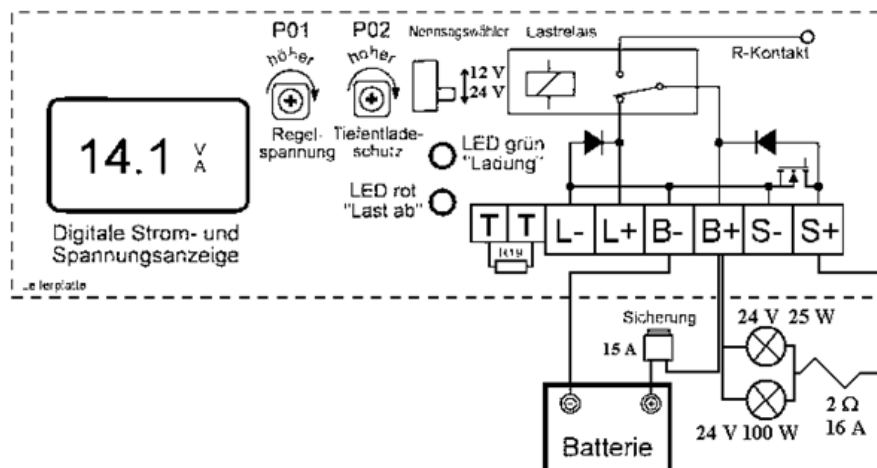


Figure 5.5 - Utilisation du régulateur SLR114DVM dans le cadre de ce projet.

Cette charge sera choisie de façon à pouvoir extraire de la batterie un courant supérieur au plus grand courant que l'on veut pouvoir y injecter. En outre, elle doit être d'une puissance suffisante pour pouvoir supporter la tension de la batterie.

Dans notre cas, nous l'avons constituée de deux ampoules 24 V (une de 100 W et l'autre de 25 W) connectées en parallèle, l'ensemble étant mis en série avec une résistance de puissance de

2 Ω . Il faut remarquer que ces valeurs sont les valeurs prévues pour l'installation photovoltaïque du laboratoire. Pour notre cas il faudrait augmenter le nombre des ampoules et la puissance de ces ampoules, car la puissance développable par un cycliste est beaucoup plus grande comme l'on a vu dans la section 2.1 de l'Analyse de la puissance d'un cycliste.

5.6 Description des circuits de la carte de traitement analogique

Les circuits de la carte de traitement analogique sont alimentés par une tension de 5 V. De cette façon, les signaux de cette carte peuvent être appliqués aux connexions du LabJack U12 sans devoir effectuer de mises à niveau de ces signaux.

Pour exploiter au mieux la dynamique 0-5V de cette carte, les amplificateurs opérationnels et comparateurs utilisés sont du type « rail-to-rail ». De même, les quatre diodes signal de la carte sont des diodes Schottky, ceci afin de réduire leur chute de tension directe.

5.6.1 Alimentation de la carte analogique

La carte tire son alimentation de la batterie. Elle est alimentée dès que l'interrupteur de celle-ci est mis « ON ».

Le circuit d'alimentation est indiqué à la Figure 5.6.

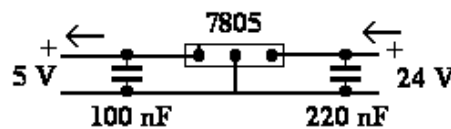


Figure 5.6 - alimentation de la carte analogique

La consommation de la carte est d'environ 45 mA, y compris une consommation de 8 mA environ par le régulateur de tension. Le régulateur 7805 dissipe donc une puissance de $(0.045 - 0.008) \times (24-5) + 0.008 \times 24 = 0.9$ W. Sans radiateur, sa résistance thermique jonction-ambiante est d'environ 54 °C/W. Un radiateur n'est donc pas indispensable pour évacuer la chaleur produite. Nous avons cependant prévu un radiateur de 12 x 15 x 25 mm.

5.6.2 Capteur de courant

Nous utilisons comme capteur de courant un capteur de type LEM de référence LTS 15-NP. Ce capteur est alimenté en 5V. Sa sensibilité dépend du nombre de spires de son primaire. On peut connecter le capteur dans trois positions possibles : une, deux ou trois spires.

Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Recommended connections
1	± 15	
2	± 7.5	
3	± 5	

Table 5.1 - connexions possibles du capteur de courant et courants I_{pn} par les différentes configurations

Dans le cas de l'installation photovoltaïque, nous avons utilisé, en plus de ces 3 spires, 6 spires additionnelles en fil de cuivre émaillé de 0.71 mm de diamètre. Le nombre total de spires du primaire est donc de 9. Pour cette valeur, un courant primaire de 1 A donne lieu en principe à une variation de la tension de sortie de 0.375 V, donc une sensibilité de 0.375 V / A.

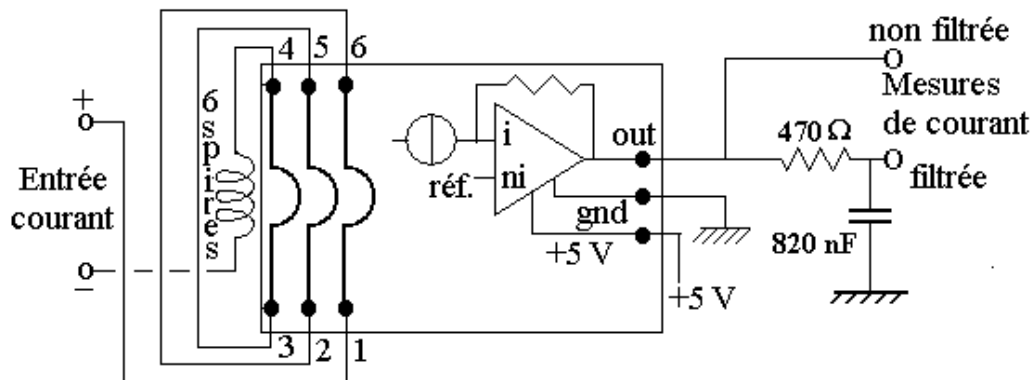


Figure 5.7 - capteur de courant avec 6 spires additionnelles

Comme on avait dit dans la section 5.2, cette configuration ne nous intéresse pas parce que dans notre cas les courants peuvent arriver à monter jusqu'à des valeurs d'environ 16-17A. À cause de cela, on a mis un interrupteur pour connecter ou déconnecter les six spires additionnelles selon que l'on utilisera le montage pour l'installation photovoltaïque ou bien pour notre montage. Pour la configuration qu'on a prévue (3 spires), un courant primaire de 1A donne lieu en principe à une variation de la tension de sortie de 0.125V, donc une sensibilité de 0.125V/A. Ce gain est déterminé, selon les spécifications du datasheet du capteur, par :

$$V_{out} = 2.5 \pm 0.625 * \left(\frac{I_p}{I_{pn}}\right)$$

Si par notre configuration I_{pn} vaut 5 A (est spécifié par le datasheet voir la Figure 5.7), la tension de sortie est :

$$V_{out} = 2.5 \pm 0.125 * I_p$$

Donc la sensibilité vaut 0.125V/A.

La tension de sortie au repos (entrée nulle) est de 2.5 V. Sachant que la tension de sortie doit rester comprise entre 0.5 V et 4.5 V pour éviter la saturation du circuit, on en déduit que le courant maximum mesurable est de 16 A. Ce fait, comme nous l'avons déjà établi, est un problème parce qu'il limite la plage de travail du courant de 0 à 16 A, donc cela sera une limitation dont on devra tenir compte, même si elle n'engendre presque aucun effet parce que les courants à mesurer monteront rarement au dessus de 16 A.

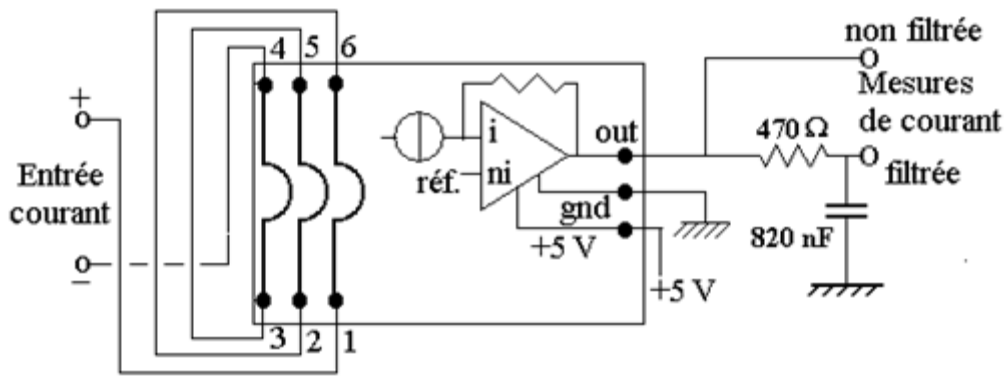


Figure 5.8 - Capteur de courant sans les spires additionnels

La présence d'une ondulation résiduelle MLI pourrait être gênante pour les mesures de courant effectuées par le LabJack.

Pour cette raison, nous avons prévu la possibilité de réduire l'effet de l'ondulation au niveau de la mesure, en filtrant les signaux analogiques transmis par la carte au LabJack à l'aide de filtres passe-bas ayant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence MLI. L'ajout de cellules RC peut se faire directement sur la carte. La résistance du générateur doit être suffisamment faible (par rapport à l'impédance d'entrée du LabJack), pour ne pas occasionner de réduction de la tension significative. La résistance d'entrée du LabJack est d'environ 120 kΩ et son courant de fuite de 12 μA. Si la résistance du filtre RC vaut 470 Ω, il en résultera une erreur relative de $470 / 120000 + 12 \cdot 10^{-6} \cdot 470 / 5 = 0.004 + 0.001 = 0.5 \%$, ce qui est acceptable car inférieur aux autres sources d'incertitude.

Pour que ce filtre ait une fréquence de coupure de 400 Hz (soit une décade sous la fréquence MLI), il faut si $R = 470 \Omega$ que la capacité vaille

$$C_s = \frac{1}{2\pi \cdot 400 \cdot 470} \approx 820 \text{ nF}$$

5.6.3 Amplificateur différentiel

La tension est captée par un amplificateur différentiel dont le schéma est fourni à la Figure 5.9. Le premier étage de cet amplificateur ne peut fonctionner que si le potentiel appliqué à l'entrée + est positif et supérieur à celui de l'entrée -, ce qui est le cas pour l'application visée ici.

Le gain du premier étage est de 1/10 et celui du second étage de 2. L'ensemble fournit donc un gain de 1/5.

Les résistances employées ayant une précision de 1%, on ne peut garantir qu'une précision de 4% sur le gain. Si une meilleure précision est nécessaire, il convient d'étalonner le dispositif.

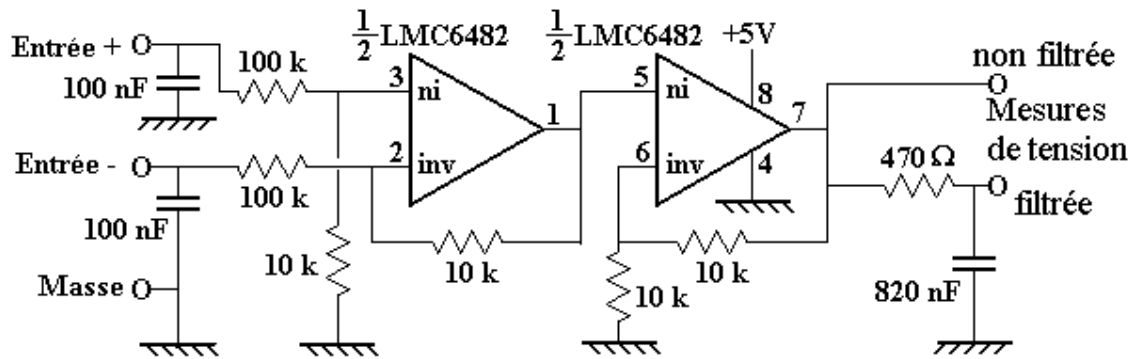


Figure 5.9 - Amplificateur différentiel

Comme dans le cas de la mesure de courant, nous avons prévu la possibilité de filtrer la sortie de la mesure de tension par une cellule RC afin de réduire l'effet de l'ondulation MLI.

5.6.4 Circuit de commande de tension

Le circuit de commande de la tension est décrit à la Figure 5.10.

On a le choix entre une consigne externe comprise entre 0 et 5 V (normalement venant du LabJack) et une consigne interne venant du potentiomètre disponible à l'avant du dispositif.

En position « boucle ouverte », la consigne de tension est appliquée à un circuit suiveur de tension et devient la consigne de rapport cyclique.

Au contraire, en position « boucle fermée », la consigne est appliquée à un régulateur construit autour d'un amplificateur opérationnel. Il y a deux régulateurs, tous deux de type PI. Le premier reçoit la mesure de tension (non filtrée) provenant de l'amplificateur différentiel de la Figure 5.9. Le second reçoit la mesure de courant (non filtrée) fournie par le capteur de courant. On peut utiliser en boucle fermée soit la sortie du premier, soit celle du second.

La valeur des résistances R_1 et R_2 et des capacités C_1 et C_2 est à déterminer en fonction de la charge connectée au dispositif, ce qui est expliqué plus loin, de façon à obtenir un fonctionnement stable.

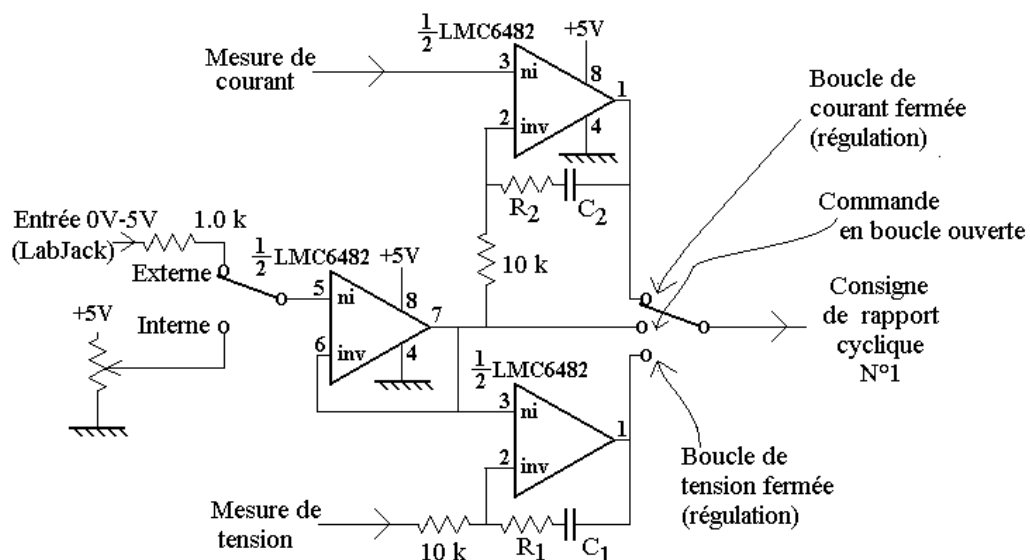


Figure 5.10 - Le circuit de commande de la tension

5.6.5 Circuit limiteur de courant

Un circuit analogue aux précédents est utilisé pour limiter le courant injecté dans le panneau solaire (le courant produit par le panneau solaire n'a pas besoin d'être limité). Ce circuit est représenté à la Figure 5.11. Il fournit une seconde consigne de rapport cyclique.

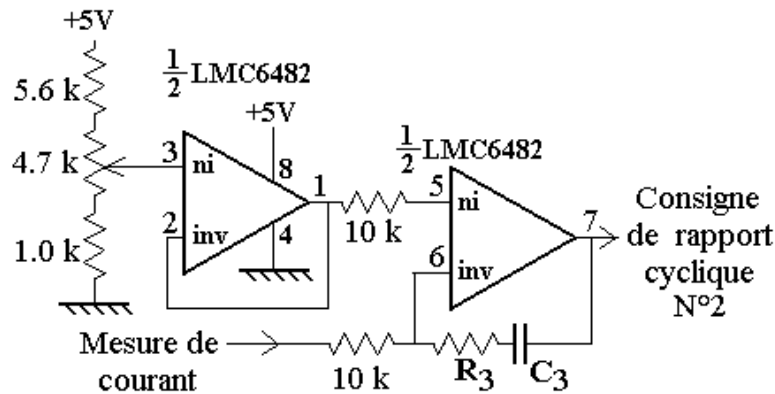


Figure 5.11 - Circuit limiteur de courant

Il s'agit à nouveau d'un régulateur PI. La valeur de la résistance R_3 et de la capacité C_3 sont normalement identiques à la résistance R_2 et à la capacité C_2 . On pourrait cependant utiliser des valeurs différentes de façon à favoriser la vitesse de réaction au détriment de la stabilité.

Il faut dire que dans notre montage on n'aurait pas besoin du limiteur de courant étant donné que le courant ne peut pas circuler en sens inverse, car il y a le redresseur à diodes qui l'en empêche.

5.6.6 Combinaison des deux consignes de rapport cyclique

Il y a deux consignes de rapport cyclique : l'une venant du circuit de commande et l'autre du circuit de limitation du courant.

Le circuit de la Figure 5.12 sélectionne celle de ces deux consignes qui a la plus petite valeur, grâce à l'usage de deux diodes BAT85. De plus, deux comparateurs permettent d'allumer deux LEDs correspondant chacun à un mode de fonctionnement (normal ou en limitation de courant).

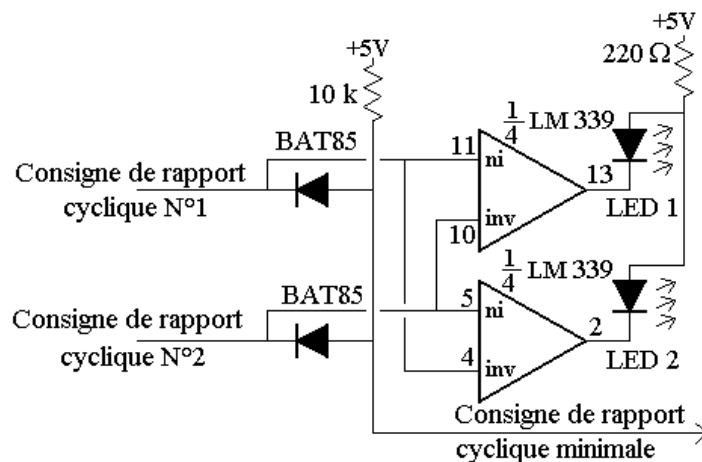


Figure 5.12 - Circuit de combinaison des deux consignes de rapport cyclique

5.6.7 Modulateur MLI

Un oscillateur TLC555 fournit un signal quasi-triangulaire, ainsi qu'un signal identique au premier mais translaté d'environ 20 mV.

Pour cela, l'oscillateur TLC555 est monté d'une façon inhabituelle.

Les deux signaux fournis par cet oscillateur sont comparés au signal de commande à l'aide de deux des circuits comparateurs d'un LM339. Le résultat de chaque comparaison est un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est l'image du signal de commande. Ce signal est utilisé pour commander un des deux transistors du hacheur.

La commande est active (transistor de puissance conducteur) quand le signal issu du modulateur est négatif.

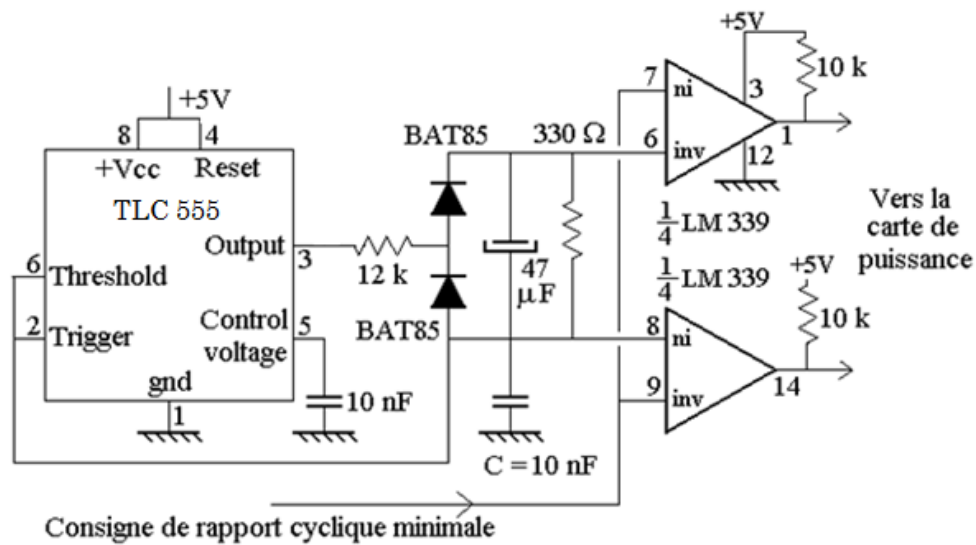


Figure 5.13 : Circuit Modulateur MLI

La présence d'une ondulation résiduelle MLI pourrait être gênante pour les mesures de tension et de courant effectuées par le LabJack. Outre la possibilité de filtrer la sortie des mesures de courant et de tension, une façon de réduire l'amplitude de l'ondulation serait d'augmenter la fréquence de l'oscillateur, ce qui peut se faire en réduisant la valeur de la capacité de $C = 10 \text{ nF}$ connectée entre la masse et les bornes 2 et 6 du circuit TLC555.

Nous considérons pour analyser le fonctionnement de l'oscillateur que la tension ΔU aux bornes du condensateur de $47 \mu\text{F}$ est constante, et que la chute de tension sur les diodes BAT85 vaut 0.25 V . Dans ces conditions, la tension du condensateur de l'oscillateur ($C = 10 \text{ nF}$) vaut durant la montée de cette tension :

$$\begin{aligned}
 u_C &= 5 - 0.25 - \Delta U - (5 - 0.25 - \Delta U - 1.66667) \cdot \exp\left[-\frac{t}{12000 \cdot C}\right] \\
 &= 4.75 - \Delta U - (4.75 - \Delta U - 1.66667) \cdot \exp\left(-\frac{t}{12000 \cdot C}\right)
 \end{aligned}$$

La montée se termine quand cette tension atteint 3.33333 V , soit après un temps de montée :

$$T_1 = 12000 \cdot C \cdot \ln \frac{4.75 - \Delta U - 1.66667}{4.75 - \Delta U - 3.33333} = 12000 \cdot C \cdot \ln \frac{3.08333 - \Delta U}{1.41667 - \Delta U}$$

La descente du signal, si on admet que la tension de déchet du circuit intégré est de 0.1 volt, a une durée de :

$$T_2 = 12000 C \ln \frac{3.33333 - 0.25 - 0.1}{1.66667 - 0.25 - 0.1} = 9815 \cdot C$$

Pendant la montée, le courant de charge dépose dans la capacité C une charge :

$$\Delta Q = 1.66667 \cdot C$$

Il dépose la même charge dans le condensateur de 47 μ F.

Par ailleurs, ce condensateur se décharge à travers la résistance mise en parallèle.

On a donc aussi, en une période complète :

$$\Delta Q = \frac{T_1 + T_2}{330} \Delta U$$

En éliminant ΔQ entre les deux équations précédentes, on trouve l'équation qui fournit la valeur de ΔU :

$$\Delta U = 1.66667 \cdot C \frac{330}{T_1 + T_2}$$

soit, compte tenu des valeurs de T_1 et T_2 :

$$\Delta U = 1.66667 \cdot \frac{330}{(12000 \cdot \ln \frac{3.08333 - \Delta U}{1.41667 - \Delta U}) + 9815} = \frac{550}{(12000 \cdot \ln \frac{3.08333 - \Delta U}{1.41667 - \Delta U}) + 9815}$$

Cette tension ne dépend pas de la valeur de C. On obtient :

$$\Delta U = 0.0285 \text{ V}$$

et, donc :

$$T_1 = 94.64 \mu\text{s}$$

$$T_2 = 98.15 \mu\text{s}$$

On voit que le rapport cyclique est proche de 0.5 et que :

$$T = T_1 + T_2 = 192.79 \mu\text{s}$$

La fréquence de l'oscillateur est de :

$$f_{MLI} = \frac{1}{T} = 5187 \text{ Hz}$$

Le but de la tension ΔU est d'introduire un temps mort lors de la commutation. Ce temps mort vaut approximativement une fraction $\Delta U / 1.66667$ des temps de montée et de descente, soit :

$0.0285 / 1.66667 \times 98.15 \mu s = 1.68 \mu s$ à la descente et $0.0285 / 1.66667 \times 94.64 \mu s = 1.61 \mu s$ plus à la montée.

5.7 Description du hacheur

Nous utilisons comme hacheur un bras d'onduleur. La Figure 5.14 en donne le schéma.

Puisque la dynamique de la consigne de rapport cyclique est de 1.6666 V et que la tension de batterie vaut environ 24 V, le gain de l'ensemble formé par le modulateur MLI et le hacheur vaut environ :

$$ghacheur = \frac{24}{1.666} = 14.4$$

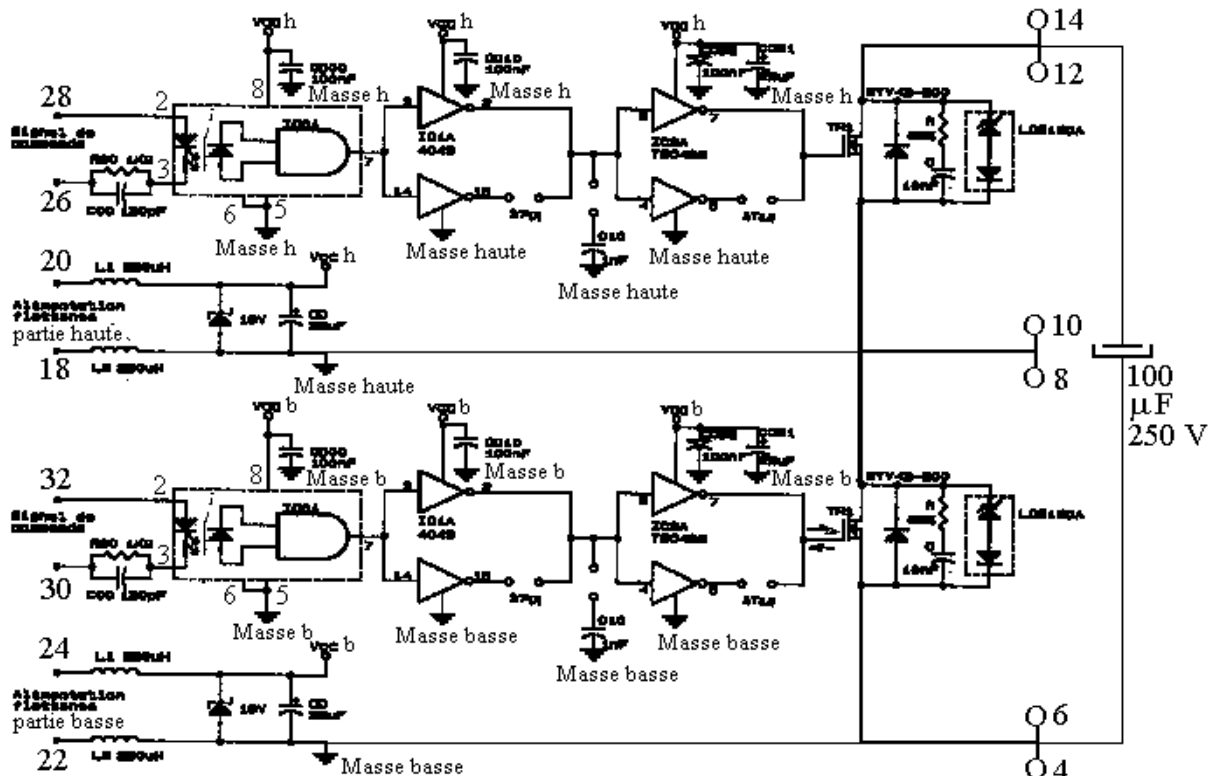


Figure 5.14 - Schéma du hacheur

5.8 Filtre L-C

A la sortie du hacheur, on a une ondulation de tension dont l'amplitude crête à crête est égale à la tension de la batterie, soit environ 24 V.

Afin d'éliminer l'ondulation MLI de la tension de sortie du hacheur, celui-ci est suivi d'un filtre LC formé d'une inductance de 530 µH et d'une capacité de 47.1 µF.

La fondamentale de l'ondulation de tension est maximum quand le rapport cyclique est de 0.5. Dans ce cas, en négligeant l'ondulation de tension à la sortie du filtre, la tension sur

l'inductance est un signal carré d'une amplitude de 12 V et le courant dans l'inductance a une ondulation triangulaire dont la valeur de crête vaut :

$$\Delta I_l = \frac{12 \cdot T}{L \cdot 4} = \frac{3 \cdot 192.79 \cdot 10^{-6}}{530 \cdot 10^{-6}} = 1.09A$$

En admettant que cette ondulation de courant traverse le condensateur de 47.1 μF , elle y occasionne une ondulation de tension de :

$$\Delta U_c = \frac{1}{2} \cdot 1.09 \cdot \frac{179.79 \cdot 10^{-6}}{4} \cdot \frac{1}{47.1 \cdot 10^{-6}} = 0.55V$$

Pour une question de disponibilité, on a pris une inductance de 470 μH , donc les nouveaux calculs restent :

$$\Delta I_l = \frac{12 \cdot T}{L \cdot 4} = \frac{3 \cdot 179.79 \cdot 10^{-6}}{470 \cdot 10^{-6}} = 1.22A$$

En admettant que cette ondulation de courant traverse le condensateur de 47.1 μF , elle y occasionne une ondulation de tension de

$$\Delta U_c = \frac{1}{2} \cdot 1.22 \cdot \frac{179.79 \cdot 10^{-6}}{4} \cdot \frac{1}{47.1 \cdot 10^{-6}} = 0.63V$$

Si cette ondulation de tension est gênante, on peut la réduire soit en augmentant la fréquence MLI (en réduisant la valeur de C), soit en augmentant les valeurs de l'inductance ou de la capacité de filtrage.

5.9 Détermination des régulateurs de tension et de courant

5.9.1 Détermination des régulateurs de tension et de courant pour l'installation photovoltaïque

Comme annoncé plus haut, il faut tenir compte de la charge connectée au dispositif pour dimensionner les régulateurs PI de tension et de courant. Ceci est lié au comportement du filtre LC placé à la sortie du hacheur.

Ces éléments forment un circuit résonnant dont la fréquence est de :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{CL}} = 1007 \text{ Hz}$$

Si on prend la valeur de L utilisée (470 μF) :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{CL}} = 1070 \text{ Hz}$$

Soit moins que la fréquence MLI, ce à quoi on pouvait s'attendre puisque le filtrage de l'ondulation MLI est efficace.

Le comportement dynamique du filtre LC dépend de l'impédance incrémentale de la charge qui y est connectée. En effet, cette impédance amortit le filtre LC, ce qui est nécessaire pour éviter que la boucle de régulation ne mette celui-ci en oscillation. Dans le cas de l'installation

photovoltaïque nous avons considéré que cette impédance équivalente est une résistance pure. Le circuit équivalent à considérer est alors celui décrit à la *Figure 5.15* :

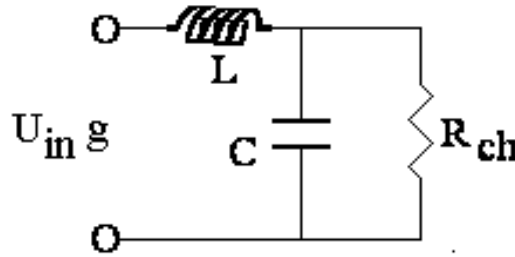


Figure 5.15 - Circuit équivalent du filtre de sortie du hacheur

La tension d'entrée de ce filtre est la tension d'entrée de la boucle de régulation multipliée par g , le gain total de cette boucle.

La réponse en fréquence de ce filtre se calcule aisément car, en transformée de Laplace,

$$I_L = U_{ch} \left(\frac{1}{R_{ch}} + pC \right)$$

$$U_{in} g = U_{ch} + U_{ch} \left(\frac{1}{R_{ch}} + pC \right) pL$$

Le gain en boucle ouverte du système est donc :

$$\frac{U_{ch}}{U_{in}} = \frac{g}{\left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{p}{\omega_0} \right) + 1}$$

Où Q est le facteur de surtension du filtre LC, soit :

$$Q = \frac{R_{ch}}{Z_0}$$

Où l'on a utilisé l'impédance caractéristique du circuit LC, soit :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 3.66 \Omega$$

Pour évaluer la stabilité de l'ensemble en boucle fermée, on écrit que $U_{ch} = U_{in}$, ce qui fournit l'équation :

$$\left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{p}{\omega_0} \right) + (1 - g) = 0$$

Les racines de ce polynôme sont :

$$\frac{p}{\omega_0} = -\frac{1}{2Q} \pm \sqrt{\frac{1}{4Q^2} - 1 + g}$$

La boucle est stable si la partie réelle des deux racines est négative. Il faut donc :

$$\frac{1}{4Q^2} - 1 + g \leq \left(\frac{1}{2Q}\right)^2$$

Soit :

$$g \leq 1 + \frac{1}{2Q^2}$$

Prenons comme exemple de charge un module solaire dont les valeurs correspondant à la puissance « de crête » sont de 17.1 V et 3.5 A. Au régime nominal, sa résistance incrémentale est égale à :

$$R_{ch} = \frac{17.5}{3.15} = 5.56 \Omega$$

On a alors :

$$Q = 5.56 / 3.66 = 1.518$$

Donc :

$$g_{\max} = 1.217$$

En ce qui concerne la boucle de tension, puisque le gain de l'amplificateur différentiel est de 0.2 et le gain du hacheur de 14.4, le gain proportionnel du régulateur ne peut excéder :

$$1.217 \frac{1}{0.2} \frac{1}{14.4} = 0.4226$$

On en déduit que la résistance R_1 doit avoir une valeur inférieure à 4220 Ω .

Par ailleurs, la fréquence de coupure doit rester inférieure d'une décade à f_0 pour que l'on puisse considérer que le gain est purement proportionnel lors de l'étude de la stabilité. Cette condition impose :

$$C_1 \geq \frac{10}{2\pi f_0 R_1}$$

On pourrait donc prendre $R_1 = 3.9 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 470 \text{ nF}$.

Pour assurer la stabilité sur toute la caractéristique I-U du module, il faudrait une résistance R_1 encore plus faible, et donc une capacité C_1 encore plus grande.

En ce qui concerne la boucle de courant, il faut tenir compte dans l'évaluation du gain de la résistance de charge de 5.56 V/A, du gain du capteur de courant, soit 0.375 V/A et du gain du hacheur de 14.4. Le gain proportionnel du régulateur ne peut excéder :

$$1.217 \times 5.56 \frac{1}{0.375} \frac{1}{14.4} = 1.253$$

On en déduit que la résistance R_2 doit avoir une valeur inférieure à 12.53 k Ω .

Par ailleurs, la fréquence de coupure doit rester inférieure d'une décade à f_0 pour que l'on puisse considérer que le gain est purement proportionnel lors de l'étude de la stabilité. Cette condition impose :

$$C_2 \geq \frac{10}{2\pi f_0 R_2}$$

On pourrait donc prendre $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C_2 = 180 \text{ nF}$.

Pour assurer la stabilité sur toute la caractéristique I-U du module, il faudrait une résistance R_2 encore plus faible, et donc une capacité C_2 encore plus grande.

5.9.2 Détermination des régulateurs de tension et de courant pour le cas de la machine électrique

Dans un premier cas on a vérifié la stabilité du système en boucle ouverte. Le comportement dynamique du filtre LC dépend de l'impédance incrémentale de la charge qui y est connectée. Dans le cas de la machine électrique, nous avons considéré que cette impédance équivalente est une résistance pure en série avec une inductance. Le circuit équivalent à considérer est alors celui décrit à la *Figure 5.16* :

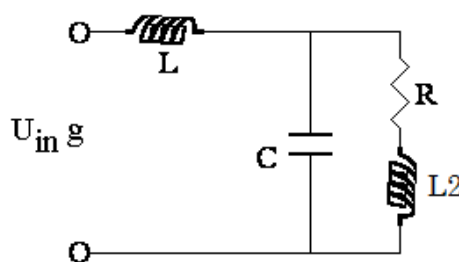


Figure 5.16 - Circuit équivalent du filtre de sortie du hacheur

Afin de déterminer les valeurs de l'inductance des bobinages de la machine synchrone on a mesuré les inductances entre deux phases, avec un pont de mesure LCR, pour différentes positions du moteur et entre les différentes combinaisons des trois phases et enfin on a pris la moyenne de toutes les valeurs en donnant un résultat de :

$$L_2 = 673 \cdot 10^{-6} \mu\text{H}$$

Si on prend la relation suivante :

$$Q = \frac{w \cdot L_2}{R}$$

où :

Q : est le facteur de qualité, dans notre cas sa valeur est 5

$w = 2 \cdot \pi \cdot f$ étant f la fréquence avec laquelle on a mesuré l'inductance (dans notre cas $f=1\text{kHz}$)

on arrive à trouver la valeur de R :

$$R = 0.846 \Omega$$

La valeur de l'inductance $L = 470 \mu\text{H}$ et la valeur du condensateur est de $C = 47.1 \mu\text{F}$.

La réponse en fréquence de ce filtre se calcule aisément car, en transformée de Laplace,

$$I_m = \frac{U_{ch}}{R+s \cdot L_2} \quad I_c = U_{ch} \cdot s \cdot C \quad I_l = I_m + I_c \quad I_l = U_{ch} \cdot \left(\frac{1}{R+s \cdot L_2} + s \cdot C \right)$$

$$U_{in} \cdot g = U_{ch} + U_{ch} \left(\frac{1}{R+s \cdot L_2} + s \cdot C \right) \cdot s \cdot L$$

$$U_{in} \cdot g = U_{ch} \cdot \left(1 + \frac{s \cdot L}{R+s \cdot L_2} + s^2 \cdot C \cdot L \right)$$

$$U_{in} \cdot g = U_{ch} \cdot \left(\frac{R+s \cdot L_2 + s \cdot L + s^2 \cdot C \cdot L \cdot R + s^3 \cdot C \cdot L \cdot L_2}{R+L_2 \cdot s} \right)$$

$$\frac{U_{ch}}{U_{in}} = \frac{g \cdot (R+L_2)}{R+s \cdot L_2 + s \cdot L + s^2 \cdot C \cdot L \cdot R + s^3 \cdot C \cdot L \cdot L_2}$$

où,

I_m : courant que traverse le générateur.

I_c : courant que traverse le condensateur.

I_l : courant que traverse l'inductance.

U_{ch} : tension aux bornes du générateur.

U_{in} : tension à l'entrée du convertisseur.

g : le gain de l'ensemble formé par le modulateur MLI et le hacheur.

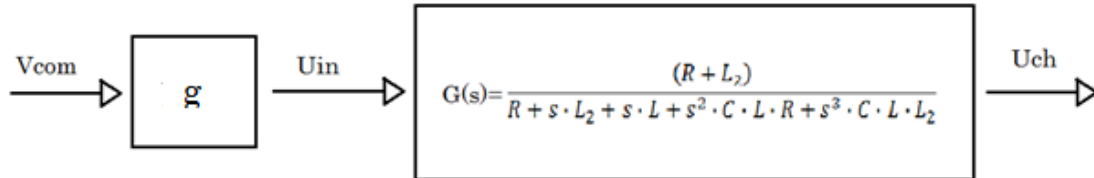


Figure 5.17 - Diagramme de blocs du système en boucle ouverte

Pour déterminer la stabilité du système il nous suffit que les racines du dénominateur soient de partie réelle négative. Pour vérifier la stabilité on peut trouver les racines du dénominateur ou bien utiliser le critère de Routh-Hurwitz [7]. Si on considère la fonction de transmittance suivante.

$$\frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n}$$

où les a et b sont des constantes et $m \leq n$.

Le critère de stabilité de Routh-Hurwitz nous permet de déterminer la quantité de pôles en boucle fermée qui se trouvent dans le demi-plan droit du plan s (racines de partie réelle positive) sans avoir besoin de trouver les racines du polynôme.

Le dénominateur de la fonction transfert $G(s)$ de la boucle fermée s'appelle le polynôme caractéristique. Il s'appelle polynôme caractéristique de l'équation caractéristique $= 0$. Il est nécessaire, mais n'est pas suffisant, pour le système soit stable, que le polynôme soit complet et que tous les coefficients soient positifs. On écrit le polynôme de la forme suivante :

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \dots + a_{n-1} s + a_n \quad a_i > 0$$

Où tous les coefficients sont des nombres réels et $\neq 0$ a_n ; c'est à dire, on enlève toutes les racines dont la valeur est 0.

Si tous les coefficients sont positifs, les coefficients du polynôme doivent être classés en rangées et en colonnes, selon l'arrangement suivant:

s^n	a_0	a_2	a_4	a_6	\dots	
s^{n-1}	a_1	a_3	a_5	a_7	\dots	
s^{n-2}	b_1	b_2	b_3	b_4	\dots	$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}, b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}, \dots$
s^{n-3}	c_1	c_2	c_3	c_4	\dots	$c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1}, c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1}, \dots$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots		
s^2	d_1	d_2				
s	e_1					
s^0	f_1					

Si l'un des coefficients de la première colonne est nul ou négatif, il y a au moins une racine imaginaire ou avec une partie réelle positive. Selon le critère Routh-Hurwitz le nombre de racines avec partie réelle positive (situées à la moitié droite du plan s) est égal au nombre des changements de signes de la première colonne de la table. Condition nécessaire et suffisante pour la stabilité de Routh: Un système est stable seulement si tous les éléments de la première colonne sont positifs.

Si on fait l'étude pour notre cas particulier :

s^3	$ $	$C \cdot L \cdot L_2$	$L_2 + L$
s^2	$ $	$C \cdot L \cdot R$	R
s^1	$ $	b_1	
s^0	$ $	c_1	

$$b_1 = \frac{(L_2 + L) \cdot C \cdot L \cdot R - C \cdot L \cdot L_2 \cdot R}{C \cdot L \cdot R} = L$$

$$c_1 = \frac{R \cdot b_1}{b_1} = R$$

On arrive à la conclusion que le système est stable car :

$$C \cdot L \cdot L_2 > 0 \quad C \cdot L \cdot R > 0 \quad L > 0 \quad R > 0$$

5.9.2.1 Réponse en fréquence

On peut analyser la réponse en fréquence de notre système en boucle ouverte sur le diagramme de Bode dans la *Figure 5.18* ci-dessous.

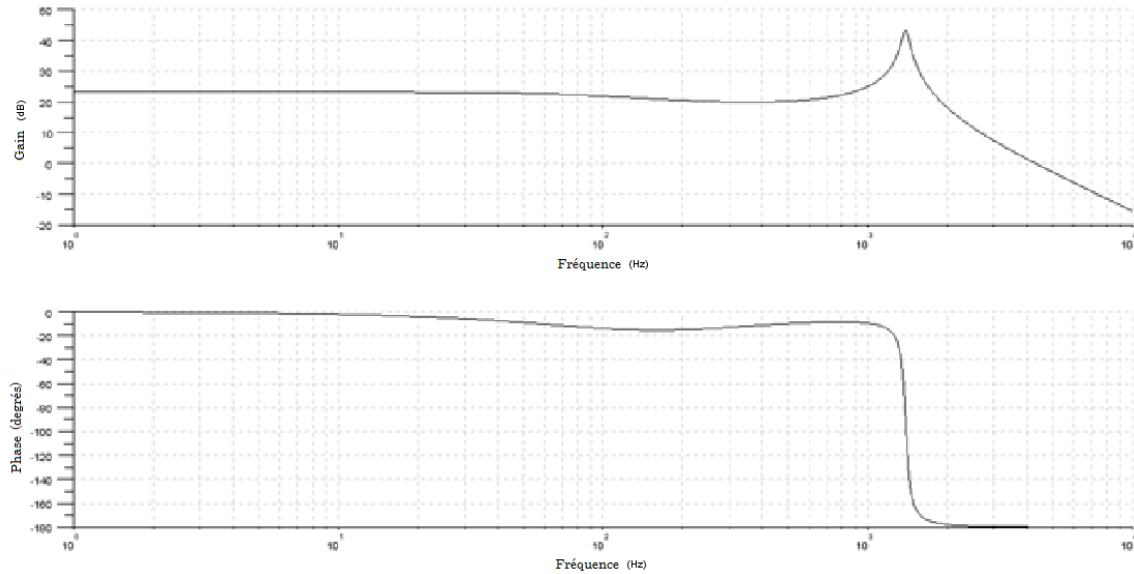


Figure 5.18 - Réponse en fréquence du système en boucle ouverte

On a remarqué qu'il existe un pic dans la courbe de gain à une fréquence d'environ 1500Hz qui peut être gênant pour notre système, car il peut y introduire du bruit. Cette fréquence n'est pas très loin de la fréquence de commutation des transistors du hacheur. À cause de cela, nous avons décidé d'ajouter une résistance en parallèle avec l'inductance afin d'atténuer ce pic en réalisant le montage comme montré dans la *Figure* suivante.

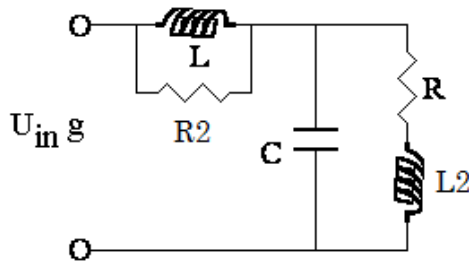


Figure 5.19 - Circuit équivalent du filtre de sortie du hacheur après avoir ajouté une résistance en parallèle avec l'inductance

On peut reprendre les calculs de la partie antérieure en remplaçant l'inductance pour l'impédance équivalente,

$$U_{in} \cdot g = U_{ch} + U_{ch} \left(\frac{1}{R + s \cdot L_2} + s \cdot C \right) \cdot Z_{eq}$$

$$Z_{eq} = \frac{R_2 \cdot L \cdot s}{R_2 + L \cdot s}$$

$$U_{in} \cdot g = U_{ch} + U_{ch} \left(\frac{1}{R + s \cdot L_2} + s \cdot C \right) \cdot \frac{R_2 \cdot L \cdot s}{R_2 + L \cdot s}$$

$$U_{in} \cdot g = U_{ch} \cdot \left(1 + \frac{1}{R + s \cdot L_2} \cdot \frac{R_2 \cdot L \cdot s}{R_2 + L \cdot s} + s \cdot C \cdot \frac{R_2 \cdot L \cdot s}{R_2 + L \cdot s} \right)$$

$$U_{in} \cdot g$$

$$= U_{ch}$$

$$\cdot \left(\frac{R_2 \cdot L \cdot C \cdot L_2 \cdot s^3 + R \cdot R_2 \cdot L \cdot C \cdot s^2 + L_2 \cdot L \cdot s^2 + R_2 \cdot L \cdot s + R_2 \cdot L_2 \cdot s + L \cdot R \cdot s + R \cdot R_2}{L_2 \cdot L \cdot s^2 + L \cdot R \cdot s + R_2 \cdot L_2 \cdot s + R \cdot R_2} \right)$$

$$\frac{U_{ch}}{U_{in}}$$

$$=$$

$$\frac{g \cdot (L_2 \cdot L \cdot s^2 + (L \cdot R + R_2 \cdot L_2) \cdot s + R \cdot R_2)}{R_2 \cdot L \cdot C \cdot L_2 \cdot s^3 + (R \cdot R_2 \cdot L \cdot C + L_2 \cdot L) \cdot s^2 + (R_2 \cdot L + R_2 \cdot L_2 + L \cdot R) \cdot s + R \cdot R_2}$$

Le système résultant maintenant est le suivant:

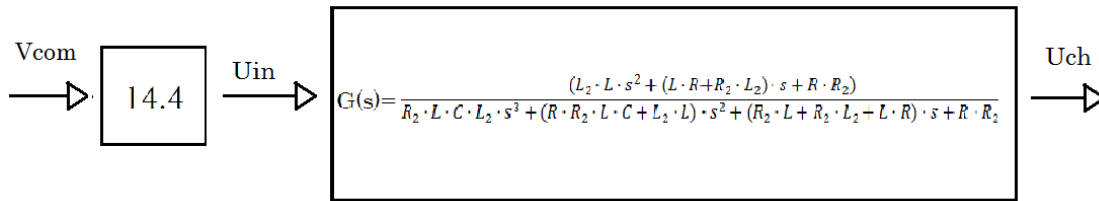


Figure 5.20- Diagramme de blocs du système en boucle ouverte après avoir ajouté une résistance en parallèle avec l'inductance

Si on analyse la stabilité avec le critère de Routh-Hurwitz ou bien on trouve les racines du polynôme caractéristique, il est immédiat de voir que le système reste stable après avoir ajouté la résistance en parallèle avec l'inductance.

Pour la détermination de la valeur de la résistance qu'on a ajoutée en parallèle avec l'inductance R_2 on a pris une valeur avec laquelle le pic dans la courbe de gain s'atténuait, mais en même temps il faudrait prendre une valeur plus petite mais pas trop de façon à ne pas court-circuiter l'inductance.

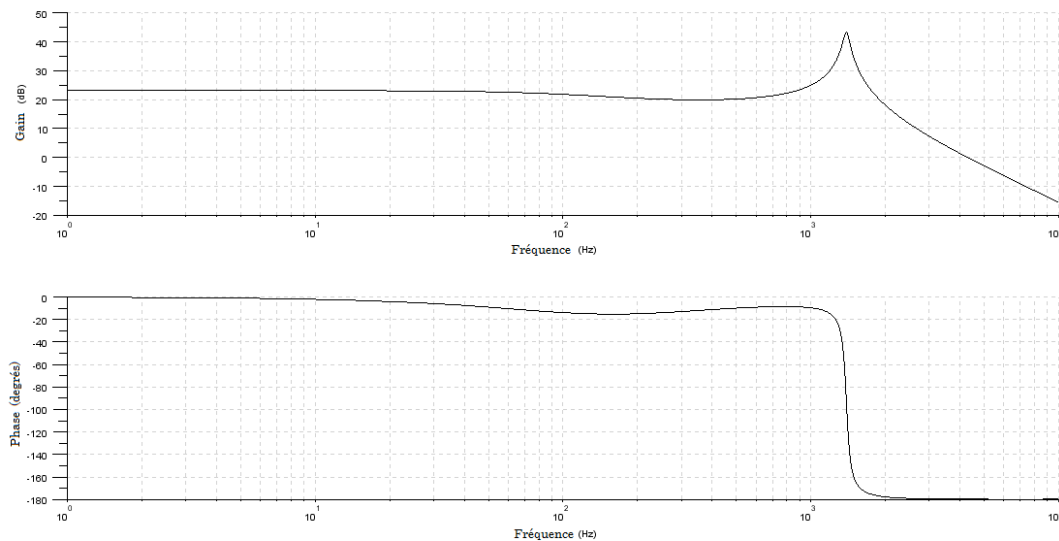


Figure 5.21 - Réponse en fréquence du système en boucle ouverte après avoir ajouté une résistance en parallèle avec l'inductance $R=10k\Omega$

Si on prend une valeur par exemple de $R_2 = 10k\Omega$ on n'observe aucune variation dans le graphique de Bode.

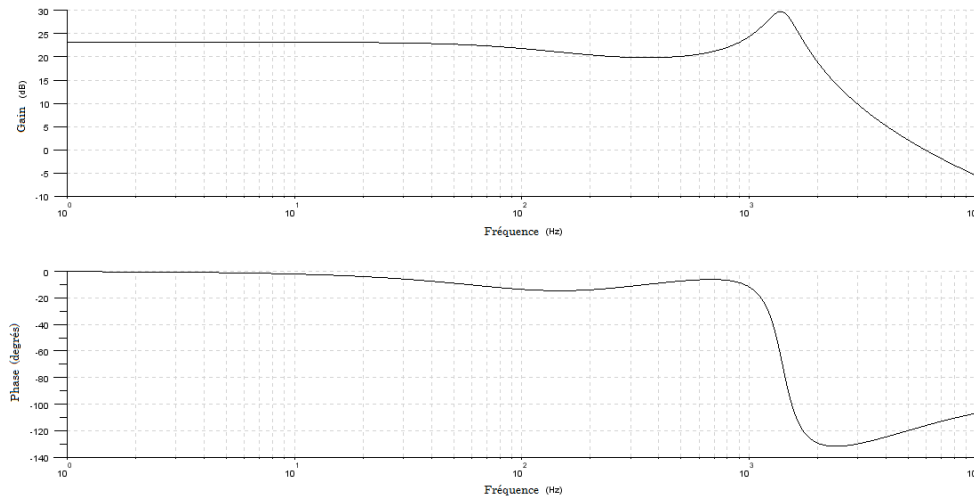


Figure 5.22- Réponse en fréquence du système en boucle ouverte après avoir ajouté une résistance en parallèle avec l'inductance $R=10\Omega$

Si on prend une valeur, par exemple $R_2 = 10\Omega$, comme on peut l'observer dans le graphique de la Figure 5.22 le pic dans la courbe de gain a diminué en 13 dB de 43 dB à 30dB.

Une autre idée qui pourrait être intéressante serait d'augmenter les valeurs du condensateur ou bien de l'inductance du filtre LC. De cette façon on déplacerait le pic vers la gauche dans le graphique de Bode, car on diminuerait la fréquence de coupure du filtre, éloignant le pic de la fréquence de commutation des transistors du hacheur. On peut voir l'effet de doublement de la valeur du condensateur dans la Figure 5.23 et l'effet de doublement de la valeur de l'inductance dans la Figure 5.24.

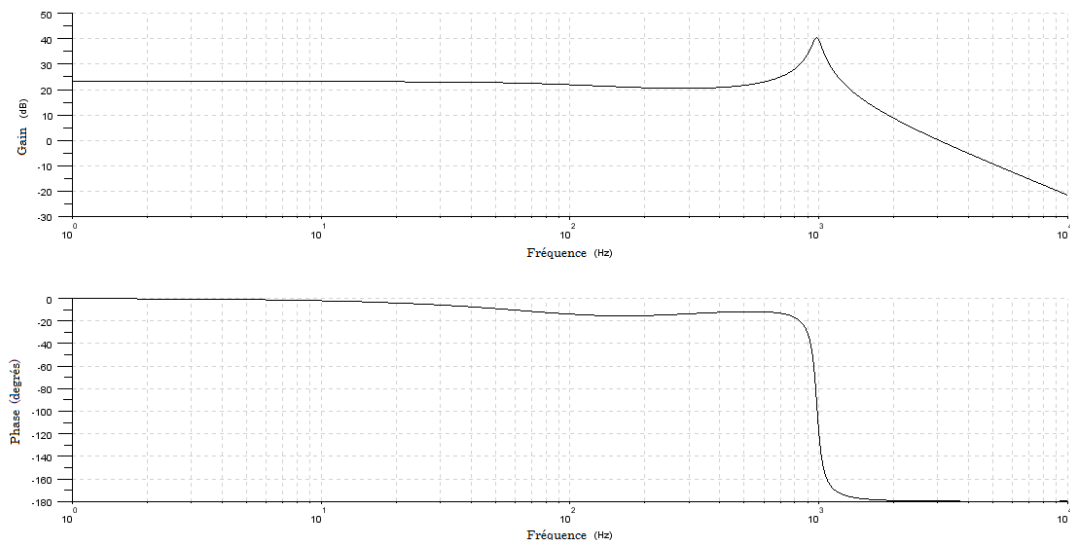


Figure 5.23 - Réponse en fréquence du système en boucle ouverte après avoir ajouté une résistance en parallèle avec l'inductance $R=10k\Omega$ et avoir doublé la valeur du condensateur¹

1. Tous les graphiques de Bode et les calculs dans la boucle de tension et la boucle de courant sont faits avec la R parallèle de $R_2=10K\Omega$ parce que c'est avec celle-là que l'on a fait des essais ; mais dans un design définitif on prendrait une résistance plus petite.

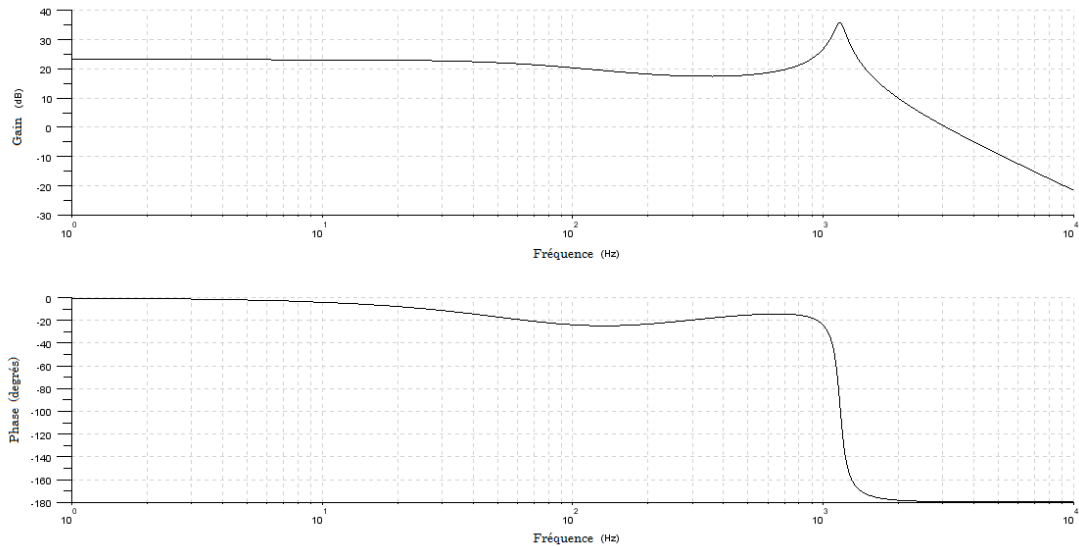


Figure 5.24 - Réponse en fréquence du système en boucle ouverte après avoir ajouté une résistance en parallèle avec l'inductance $R=10k\Omega$ et avoir doublé la valeur de l'inductance

On remarque que dans le cas de l'inductance le déplacement du pic est situé à la gauche inférieure mais, par contre, le pic dans la courbe de gain a diminué de pratiquement 10dB et dans le cas du doublage de la valeur du condensateur le pic diminué d'environ 5dB.

5.9.2.2 La boucle de tension

Si on représente toute la boucle de tension le système résultant devient un système comme ce qui est montré à la Figure 5.25.

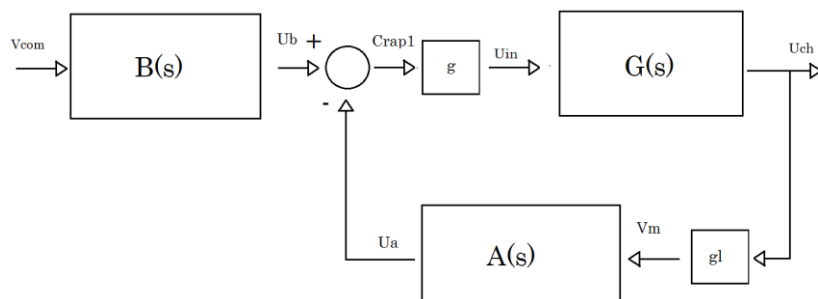


Figure 5.25 Diagramme de blocs du système en boucle fermée de tension

où:

$$G(s) \text{ est } \frac{U_{ch}}{U_{in}}$$

g : le gain de l'ensemble formé par le modulateur MLI et le hacheur

gl : le gain de l'amplificateur différentiel

V_{com} : la tension de commande qui provient du Labjack

$Crap 1$: consigne de rapport cyclique

V_m : mesure de tension

Uch : tension aux bornes du redresseur

Uin : tension d'entrée au hacheur

A(s) et B(s) : sont des termes dus contrôleur PI

Les termes A(s) et B(s) viennent du contrôleur PI comme on le démontrera tout de suite. Il faut dire qu'on a maintenu les mêmes valeurs de R_1 , R_2 , C_1 et C_2 pour la boucle de courant et la boucle de tension car on partage le même montage avec d'autres étudiants qui utilisent le montage avec des panneaux photovoltaïques. Donc on essayera de vérifier la stabilité avec ces valeurs. Dans le cas où, avec les valeurs actuelles, le système est maintenu, on trouvera de nouvelles valeurs notre montage.

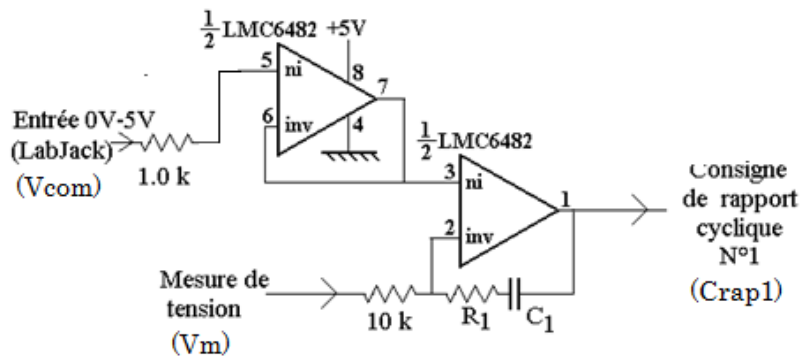


Figure 5.26 - Contrôle PI de la boucle de tension

$$Crap1 = Vcom - \frac{(Vm - Vcom)}{10k} \cdot \left(R_1 + \frac{1}{C_1 \cdot s} \right)$$

Si on prend les mêmes valeurs qui sont déjà mises sur la carte électronique $R_1 = 3.9k\Omega$ et $C_1 = 470nF$.

$$Crap1 = Vcom - \frac{(Vm - Vcom)}{10k} \cdot \left(3.9K + \frac{1}{470 \cdot 10^{-9} \cdot s} \right)$$

$$Crap1 = Vcom \cdot \left(1.39 + \frac{1}{470 \cdot 10^{-5} \cdot s} \right) - Vm \cdot \left(0.39 + \frac{1}{470 \cdot 10^{-5} \cdot s} \right)$$

$$Crap1 = Vcom \cdot B(s) - Vm \cdot A(s)$$

partant,

$$B(s) = \left(1.39 + \frac{1}{470 \cdot 10^{-5} \cdot s} \right) \quad \text{et} \quad A(s) = \left(0.39 + \frac{1}{470 \cdot 10^{-5} \cdot s} \right)$$

On peut calculer la transmittance $\frac{Uch}{Vcom}$. On la calculera comme le produit de B(s) par le système de rétroaction de la Figure 5.27.

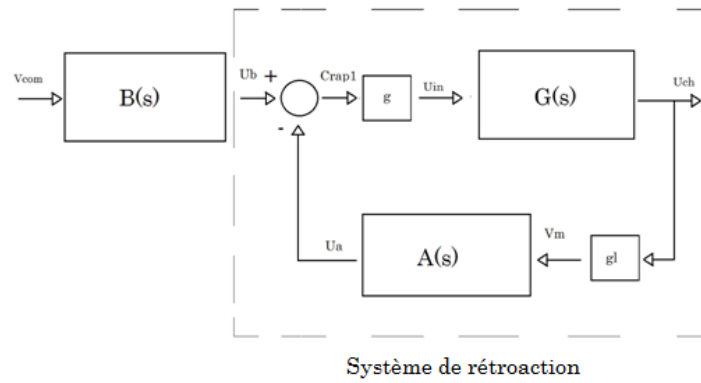


Figure 5.27 - Diagramme de blocs du système en boucle fermée de tension

Si la transmittance en boucle fermée d'un cas comme celui de la Figure 5.29 on arrive à l'expression $W(s) = \frac{G(s)}{1+G(s) \cdot H(s)}$

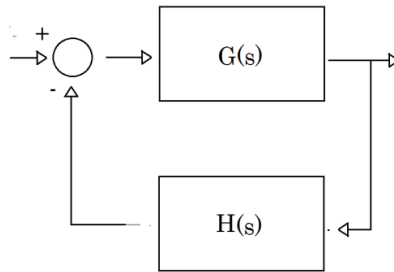


Figure 5.28 - Diagramme de blocs du système de rétroaction habituel

Donc la transmittance

$$\frac{Uch}{Ub} = \frac{g \cdot G(s)}{1 + g \cdot G(s) \cdot gl \cdot A(s)}$$

Et partant,

$$\frac{Uch}{Vcom} = B(s) \cdot \frac{g \cdot G(s)}{1 + g \cdot G(s) \cdot gl \cdot A(s)}$$

Le diagramme de blocs de la Figure 5.28 est équivalent à ceci qui est montré ci-dessous.

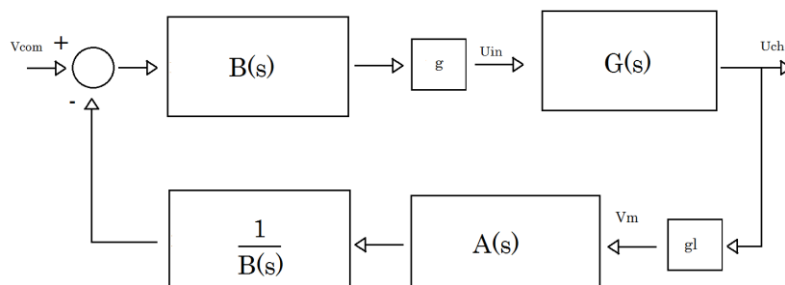


Figure 5.29 - Diagramme de blocs du système en boucle fermée de tension

Etudions maintenant la stabilité du système selon le critère de Nyquist simplifié aussi appelé le critère de Bode [8]. Ce critère est intéressant parce qu'il nous permet de voir la stabilité relative du système à partir de la marge de phase et de la marge de gain.

Selon le critère de Nyquist un système comme celui de la *Figure 5.28* est stable si la condition suivante est remplie si $Z=0$. Étant

$$Z = N + P$$

où,

Z : est le nombre de racines avec partie réelle positive de $1+G(s) \cdot H(s)$

P : nombre de pôles de partie réelle positive de $G(s) \cdot H(s)$

N : nombre de demi-tours dans le sens horaire au tour du -1 au diagramme polar

Le critère simplifié de Nyquist ou de Bode dit que s'il n'y a pas de pôles de partie réelle positive de $G(s) \cdot H(s)$ ($P=0$), il est le cas dont on se trouve. Pour assurer la stabilité du système en boucle fermée il suffit de réaliser le diagramme de Bode de $G(s) \cdot H(s)$ et avoir une marge de phase positive et ou une marge de gain (dB) négative.

La marge de gain se définit comme $MG = \frac{1}{|G(j\omega) \cdot H(j\omega)|}$ quand l'angle de phase est de -180° . En dB $MG(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{|G(j\omega) \cdot H(j\omega)|}\right)$. Quand $|G(j\omega)H(j\omega)| < 1$ le $MG(dB)$ est positif, le système est stable. Quand $|G(j\omega)H(j\omega)| > 1$ le $MG(dB)$ est négative le système est instable. Si on regarde sur le diagramme de Nyquist.

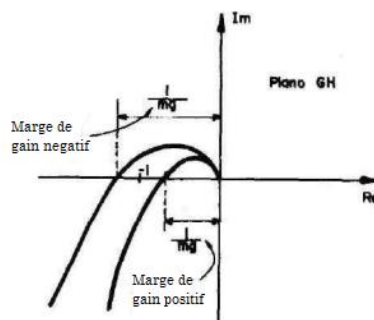


Figure 5.30 : Exemple de comment trouver la marge de gain sur le diagramme polar du GH

La marge de phase se définit comme $\gamma = 180^\circ + \phi$ quand la courbe de gain vaut 1 ou 0 en dB. Pour assurer la stabilité du système la marge de phase doit être positive et se situer entre 0 et 180° .

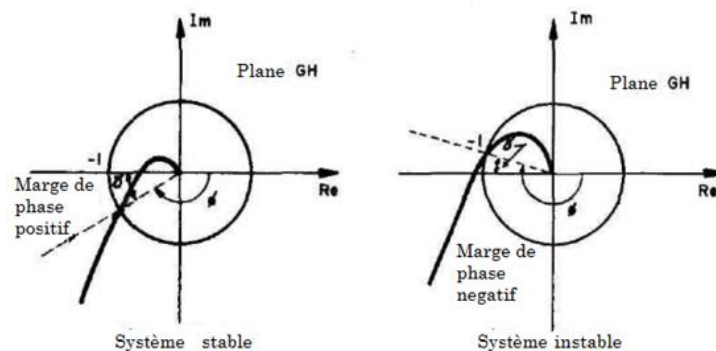


Figure 5.31 - Exemple de comment trouver la marge de phase sur le diagramme polar du GH

On peut voir ci-dessus la marge de phase et de gain sur le diagramme de Bode et la stabilité selon ces deux derniers.

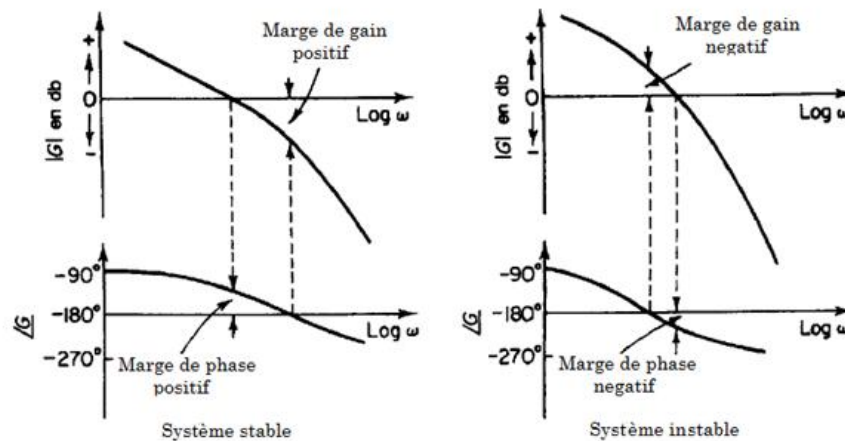


Figure 5.32 - Exemple de commente trouver la marge de gain sur le diagramme de Bode

Si on se centre sur notre cas, notre transmittance de boucle ouverte $B_o(s) = B(s) \cdot G(s) \cdot g \cdot A(s) \cdot g_l \cdot \frac{1}{B(s)} = G(s) \cdot g \cdot A(s) \cdot g_l$, les pôles de la transmittance sont de partie réelle négative, car ils sont les mêmes que les $G(s)$; seulement il y a un intégrateur qui a été ajouté par $A(s)$. Comme on a vu en avant, la condition s'accomplisse, les pôles de $G(s)$ sont de partie réelle négative. Si on réalise le diagramme de Bode de la transmittance en boucle ouverte, nous trouvons le diagramme suivant.

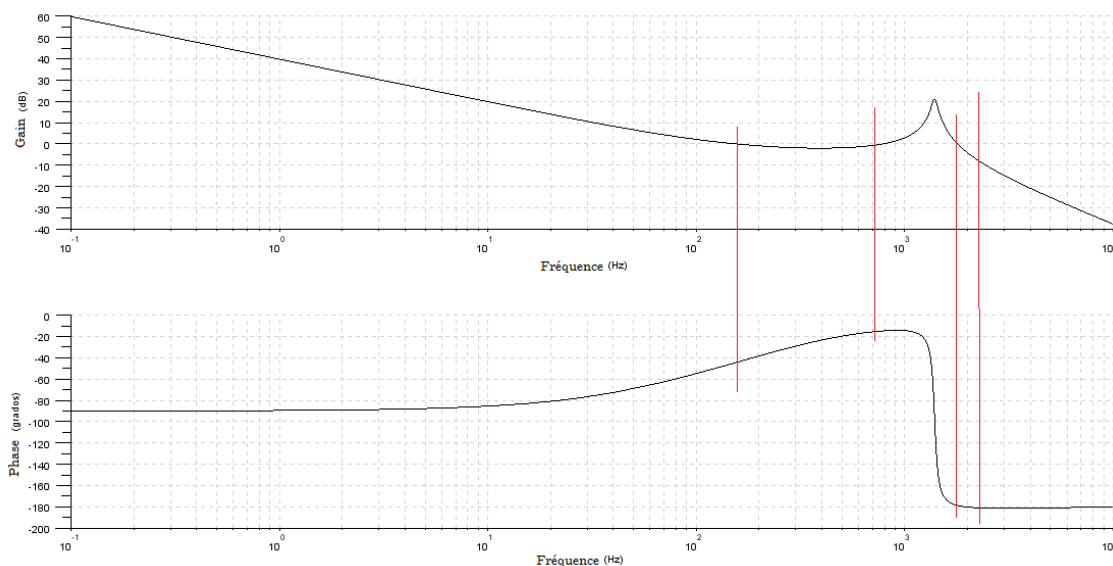


Figure 5.33 - Diagramme de Bode de la boucle ouverte de tension

Dans ce cas on se trouve dans une situation particulière parce que la courbe de gain coupe plusieurs fois la ligne de 0dB de gain, on ne peut donc rien assurer. Il faudrait qu'on vérifie la stabilité d'une façon différente. Si on trouve les racines de la boucle fermée on pourra en vérifier la stabilité.

Notre système a la suivante transmittance :

$$\frac{U_{ch}}{V_{com}} = \frac{121824 + 892.7861 \cdot s + 0.633117 \cdot s^2 + 3.005D - 08 \cdot s^3}{24364 + 103.8046 \cdot s + 0.089249 \cdot s^2 + 0.0000009 \cdot s^3 + 7.050D - 10 \cdot s^4}$$

Les pôles sont:

$$s_1 = -55.018935 + 11233.397i$$

$$s_2 = -55.018935 - 11233.397i$$

$$s_3 = -840.85696$$

$$s_4 = -325.70092$$

Donc on peut conclure que si on prend les valeurs pour l'installation photovoltaïque la boucle de tension est stable.

La réponse en fréquence du système est la suivante :

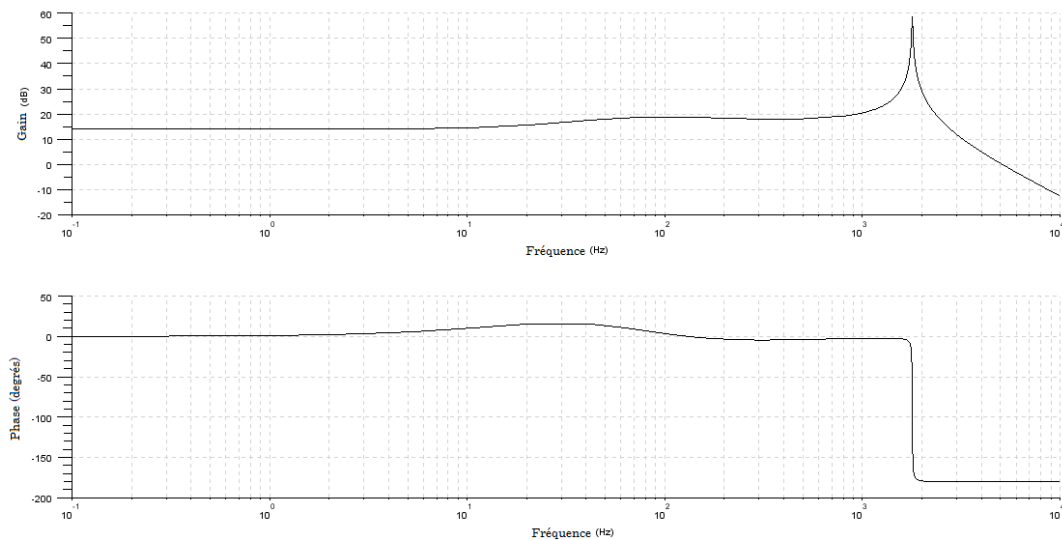


Figure 5.34 - Réponse en fréquence la boucle de tension

5.9.2.3 La boucle de courant

Si on représente toute la boucle de courant le système résultant devient un système comme ce qui est montré à la Figure 5.35.

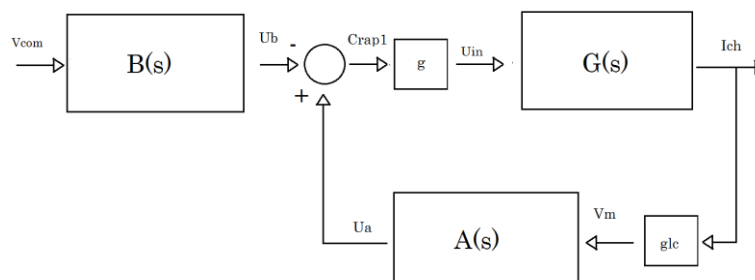


Figure 5.35 - Diagramme de blocs du système en boucle fermée de courant

où:

$G(s)$ est $\frac{I_{ch}}{U_{in}}$, expression à laquelle on arrive très rapidement si on part de l'expression qu'on a déjà trouvée $\frac{U_{ch}}{U_{in}}$ et on connaît aussi la relation $I_{ch} = \frac{U_{ch}}{R+L_2}$ donc l'expression résultante est $\frac{U_{ch}}{U_{in}}$ divisée par l'impédance de la machine électrique $Z=R+L_2$.

$$\frac{I_{ch}}{U_{in}} = \frac{g \cdot (R_2 + L \cdot s)}{R_2 \cdot L \cdot C \cdot L_2 \cdot s^3 + (R \cdot R_2 \cdot L \cdot C + L_2 \cdot L) \cdot s^2 + (R_2 \cdot L + R_2 \cdot L_2 + L \cdot R) \cdot s + R \cdot R_2}$$

g : le gain de l'ensemble formé par le modulateur MLI et le hacheur

g_{lc} : le gain du capteur du courant

V_{com} : la tension de commande qui provient du Labjack

$Crap1$: consigne de rapport cyclique

V_m : mesure de courant

I_{ch} : courant qui sort de la machine électrique

U_{in} : tension d'entrée du hacheur

$A(s)$ et $B(s)$: sont des termes à cause du contrôleur PI

Les termes $A(s)$ et $B(s)$ viennent du contrôleur PI comme on démontrera tout de suite.

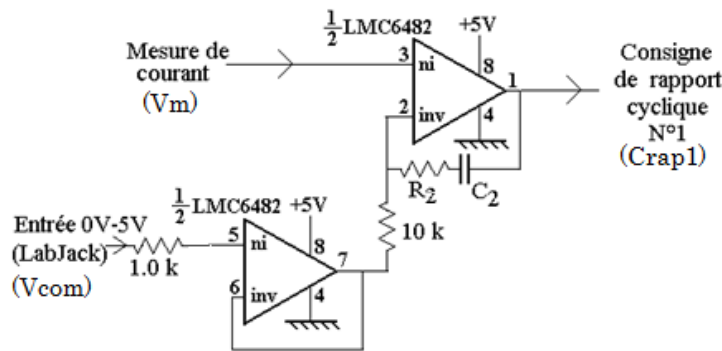


Figure 5.36 - Contrôle PI de la boucle de courant

$$Crap1 = V_m - \frac{(V_{com} - V_m)}{10k} \cdot \left(R_2 + \frac{1}{C_2 \cdot s} \right)$$

Si on prend les mêmes valeurs qui sont déjà mises sur la carte électronique $R_2 = 10k\Omega$ et $C_2 = 180nF$.

$$Crap1 = V_{com} - \frac{(V_m - V_{com})}{10k} \cdot \left(10K + \frac{1}{180 \cdot 10^{-9} \cdot s} \right)$$

$$Crap1 = V_m \cdot \left(2 + \frac{1}{180 \cdot 10^{-5} \cdot s} \right) - V_{com} \cdot \left(1 + \frac{1}{180 \cdot 10^{-5} \cdot s} \right)$$

$$Crap1 = Vm \cdot A(s) - Vcom \cdot B(s)$$

partant,

$$B(s) = \left(1 + \frac{1}{180 \cdot 10^{-5} \cdot s}\right) \quad \text{et} \quad A(s) = \left(2 + \frac{1}{180 \cdot 10^{-5} \cdot s}\right)$$

On peut calculer la transmittance $\frac{Ich}{Vcom}$. On la calculera comme le produit de B(s) par le système de rétroaction de la Figure 5.37.

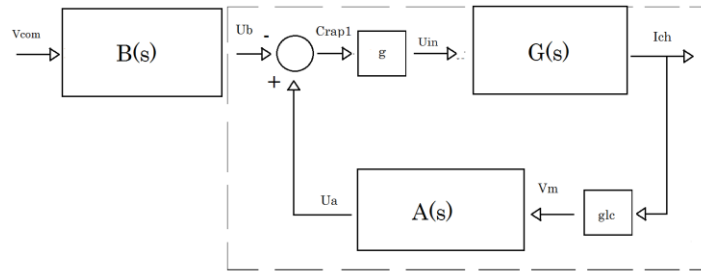


Figure 5.37 - Diagramme de blocs du système en boucle fermée de courant

Si la transmittance en boucle fermée d'un cas comme celui de la Figure 5.38 on arrive à l'expression $W(s) = \frac{G(s)}{G(s) \cdot H(s) - 1}$

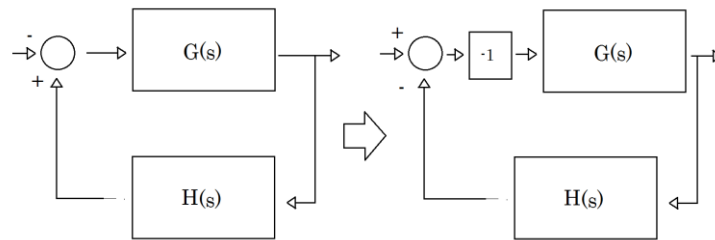


Figure 5.38 - Diagramme de blocs du système en rétroaction

Donc la transmittance :

$$\frac{Ich}{Ub} = \frac{g \cdot G(s)}{g \cdot G(s) \cdot glc \cdot A(s) - 1}$$

Et partant,

$$\frac{Ich}{Vcom} = B(s) \cdot \frac{g \cdot G(s)}{g \cdot G(s) \cdot glc \cdot A(s) - 1}$$

Le diagramme de blocs de la Figure 5.37 est équivalent à celui qui est montré ci-dessous.

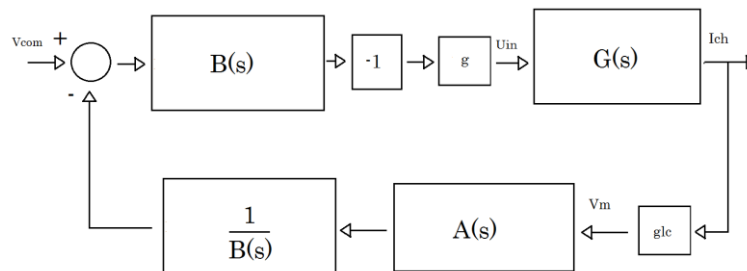


Figure 5.39 - Diagramme de blocs du système en boucle fermée de courant

Etudions dès à présent la stabilité du système selon le critère de Nyquist simplifié aussi appelé le critère de Bode.

Notre transmittance de boucle ouverte $B_o(s) = -B(s) \cdot G(s) \cdot g \cdot A(s) \cdot \text{glc} \cdot \frac{1}{B(s)} = -G(s) \cdot g \cdot A(s) \cdot \text{glc}$. Les pôles de la transmittance sont de partie réelle négative, car ils sont les mêmes que les $G(s)$ et sont les mêmes pôles que par la transmittance $\frac{U_{ch}}{U_{in}}$. Seulement il y a un intégrateur qui a été ajouté pour $A(s)$. Comme on a vu en avant que la condition s'accomplisse, les pôles de $G(s)$ sont de partie réelle négative. Si on réalise le diagramme de Bode de la transmittance en boucle ouverte nous nous trouvons face à diagramme suivant :

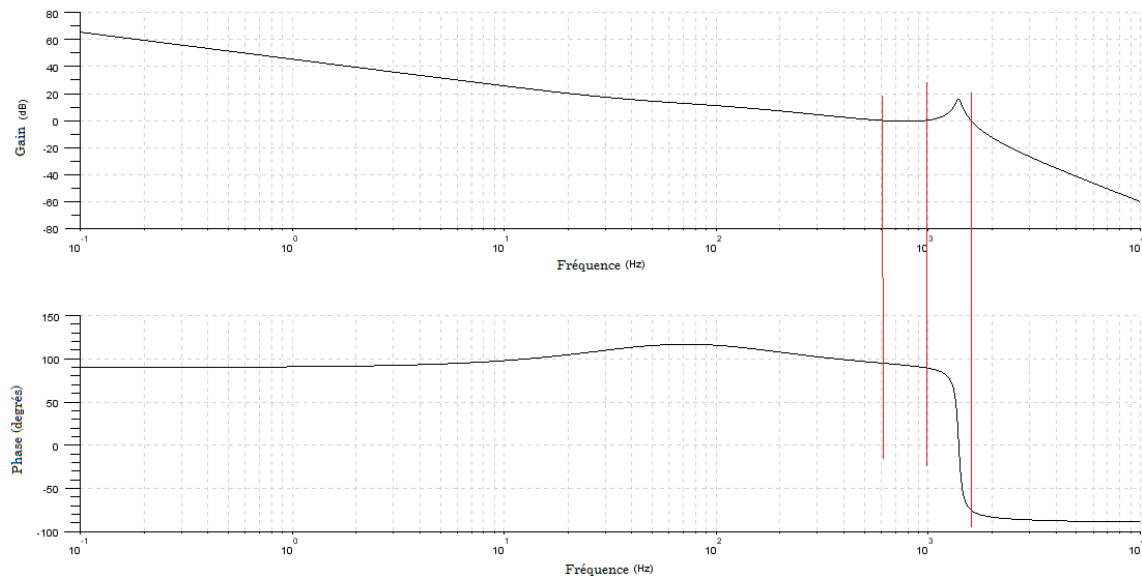


Figure 5.40- Diagramme de Bode de la boucle ouverte de courant

Nous nous retrouvons à nouveau devant le cas de *Figure* particulier que nous avons vu avant parce que la courbe de gain coupe plusieurs fois la ligne de 0dB de gain. Dans ce cas on ne peut rien assurer. Il est dommage parce qu'on n'est peut pas analyser la stabilité relative du système à travers de la marge de phase.

Il faudrait qu'on vérifie la stabilité d'une façon différente. Si on trouve les racines de la boucle fermée on pourra vérifier la stabilité.

$$\frac{I_{ch}}{V_{com}} = \frac{12184 + 316.19 \cdot s + 0.17 \cdot s^2 + 8.28 \cdot 10^{-9} \cdot s^3}{15228 + 51.71 \cdot s + 0.023 \cdot s^2 - 0.0000003 \cdot s^3 - 1.8 \cdot 10^{-10} \cdot s^4}$$

Les racines du dénominateur sont :

$$s_1 = 11580 \quad s_2 = -10994 \quad s_3 = -1904 \quad s_4 = -348$$

Malheureusement on a une racine de partie réelle positive, donc le système est instable.

Si on étudie la stabilité en fonction de R_2 et C_2 on arrive à la conclusion que le système est instable pour toutes les valeurs possibles. Donc il n'y a pas la possibilité de réaliser un contrôle PI.

On supposera un contrôleur proportionnel, car un contrôleur proportionnel intégral fait devenir le système instable à cause de la partie intégrale.

Si on enlève le condensateur du montage et qu'on prend $K_p = 1 + \frac{R_2}{10000}$ le système reste égal mais substituant $A(s) = k_p$ et $B(s) = K_p - 1$.

La transmittance du système est la suivante :

$$\frac{I_{ch}}{V_{com}} = (k_p - 1) \cdot \frac{g \cdot G(s)}{g \cdot G(s) \cdot g_{lc} \cdot k_p - 1}$$

Si on substitue par les valeurs la transmittance reste comme :

$$\frac{I_{ch}}{V_{com}} = \frac{(k_p - 1) \cdot (0.00677 \cdot s + 144000)}{1.5 \cdot 10^{-7} \cdot s^3 + 0.000187 \cdot s^2 + 11.43 \cdot s + 8460 - 0.125 \cdot k_p \cdot 0.00677 \cdot s - 0.125 \cdot k_p \cdot 144000}$$

Si on applique le critère de Routh- Hurwitz qu'on a vu avant afin d'assurer la stabilité. Si on fait l'analyse du critère nécessaire, tous les coefficients doivent être positifs, il s'accomplisse toujours par les deux premiers termes du polynôme caractéristique et pour les deux suivants on trouve les suivantes conditions par k_p :

$$-11.43 + 0.00677 \cdot 0.125 \cdot k_p > 0 \rightarrow k_p < 13506$$

$$-8460 + 144000 \cdot 0.125 \cdot k_p > 0 \rightarrow k_p < 0.47$$

À ce moment-là on peut s'arrêter parce qu'on a obtenu une valeur de k_p inférieure à un, ce qui veut dire qu'on devrait avoir une résistance négative, car $K_p = 1 + \frac{R_2}{10000}$. Donc on en déduit que le système en boucle de courant est toujours instable.

De toute façon il faut dire qu'on fait des essais en laboratoire, et que le système fonctionnant en boucle de courant marche bien, chose qui nous indique que soit on s'est trompé dans la réalisation des calculs soit sur d'autres suppositions qu'on a fait à l'heure d'étudier le comportement du montage.

5.10 Description des alimentations flottantes

Le montage de la *Figure 5.14* nécessite au moins une alimentation flottante pour le circuit de commande du transistor « haut ». Pour des raisons de symétrie, nous avons utilisé une double alimentation flottante, afin d'avoir exactement le même circuit de commande pour les deux transistors. La *Figure 5.41* donne le schéma de cette alimentation. Son entrée est la batterie de 24V, comme pour l'alimentation de la carte analogique.

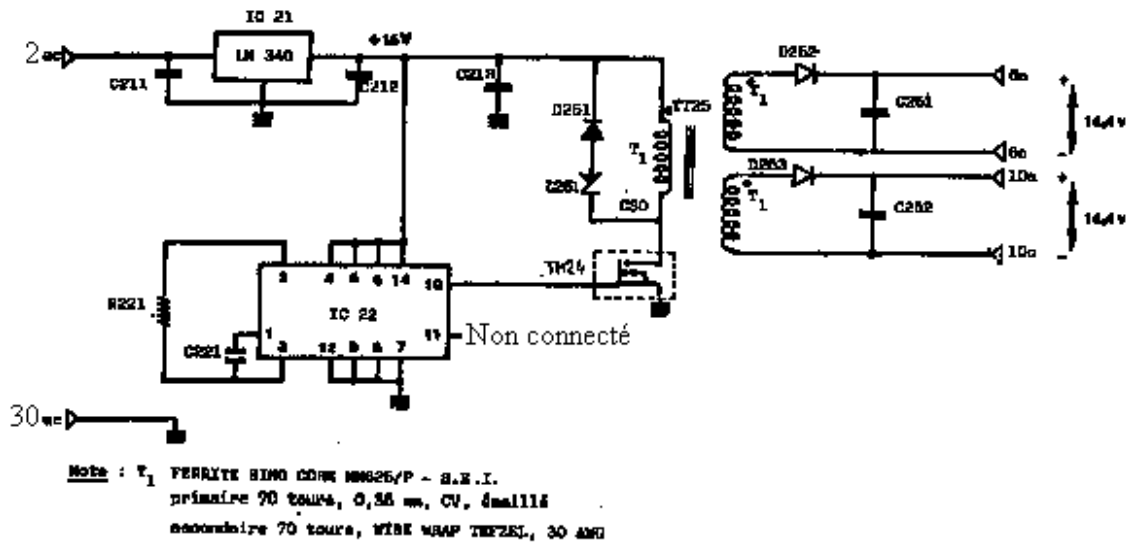


Figure 5.41 - Schéma des alimentations flottantes

5.11 Capteur de vitesse

Obtention d'une fréquence proportionnelle à la vitesse.

Il est nécessaire, à différence du cas des panneaux photovoltaïques, de faire une mesure de la vitesse de rotation du générateur synchrone. Donc il faudra faire la conception de cette partie qu'il faudra ajouter à la carte.

Tout d'abord, il faut voir comment obtenir un signal qui représente la vitesse de rotation de la machine synchrone. Heureusement la machine synchrone dont on dispose dans le montage est un moteur "brushless" muni de capteurs Hall. Lors d'une utilisation de cette machine comme moteur, les capteurs permettent de connaître la position du rotor et savoir à quel instant les bobinages doivent être connectés ou déconnectés. La commutation s'effectue par des composants électroniques qui remplacent les balais, d'où l'appellation "brushless" du moteur.

Dans notre montage, on ne les utilise pas avec ce but. Les capteurs Hall sont cependant accessibles et ils nous permettent de savoir quels bobinages sont connectés à chaque instant et partant la fréquence de tournage de la machine.

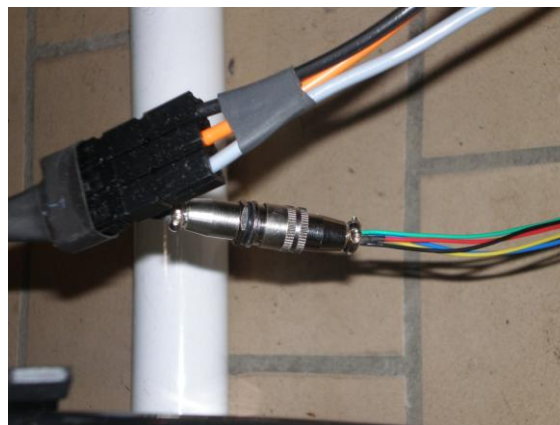


Figure 5.42 - Connecteur d'accès aux capteurs de position

Dans la *Figure 5.42*, on peut observer les trois sorties des trois phases de la machine synchrone (les trois câbles épais gris, noir et orange) et aussi la connexion des capteurs de position qui se compose du signal des trois capteurs (fils vert, bleu et jaune) et en plus deux fils d'alimentation des capteurs qui viennent de la carte électronique. Ces deux câbles sont d'une part la masse (noir) et d'autre part celui qui vient de la tension de 5V de la carte (rouge). Les trois signaux de position ont besoin d'une résistance de pull-up pour bien fonctionner.

5.11.1 Mesure de fréquence

Dans un premier temps on a essayé de faire la lecture de la fréquence d'une façon digitale dans notre programme en connectant une sortie des capteurs de position que nous fournit le moteur à une des entrées analogiques du Labjack et en calculant la fréquence en mesurant la période. Pour mesurer cette période, il suffit de mesurer le temps qui passe entre le moment où le signal du capteur est de niveau haut, passe par le niveau bas et retourne au niveau haut, chose facile à faire avec deux simples lignes de programme en code C++. Toutefois, on réalise tout de suite qu'on se trouve avec un clair problème d'aliasing [9] car si on calcule le temps d'exécution de la boucle principale de notre programme il est d'environ 40ms. Expérimentalement, à l'aide de l'oscilloscope, on mesure la fréquence maximale d'un des capteurs, laquelle à une vitesse de pédalage maximum du cycliste arrive à une valeur d'environ 50Hz. En conséquence la période est d'environ 20ms et selon le critère de Shanon pour qu'on évite le phénomène de l'aliasing la fréquence d'échantillonnage devrait être minimum le double de la fréquence à mesurer. Étant donné que la fréquence maximum à mesurer peut arriver à 50Hz, la fréquence d'échantillonnage devrait être minimum de 100Hz, chose qui n'est pas possible car la fréquence d'exécution du programme est d'environ 25Hz et partant la fréquence d'échantillonnage. Pour pouvoir faire la lecture de fréquence digitalement, le temps d'exécution du programme devrait être d'environ 10ms, chose impossible parce que si on regarde les spécifications du Labjack, l'exécution de la fonction d'une lecture d'une des entrées analogiques (Eanalogin) peut atteindre les 20ms.

En raison des motifs exprimés au paragraphe ci-dessus on a renoncé à faire la mesure de tension d'une façon digitale ; et on a donc cherché des alternatives analogiques pour mesurer la fréquence.

5.11.2 Multiplieur de fréquence

De façon à ce qu'on ait un rythme de mesure de la fréquence plus grande on a décidé de faire un circuit pour augmenter la fréquence à mesurer. On a réussi à multiplier la fréquence par six avec seulement trois portes Ou exclusive, une résistance et un condensateur. À la *Figure 5.43*, nous trouvons le circuit qui nous permet de multiplier la fréquence.

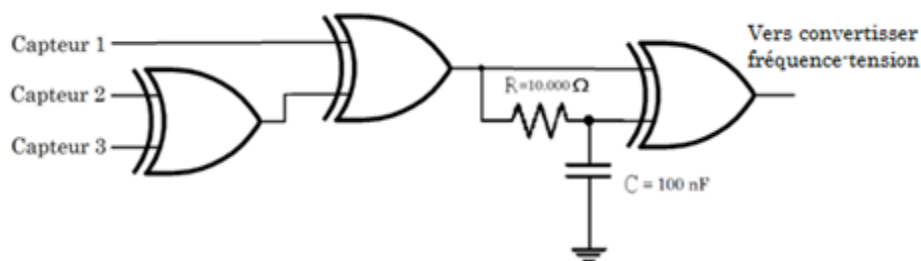


Figure 5.43 - Circuit multiplieur de fréquence

Avec les deux premières portes XOR, il multiplie la fréquence par trois comme il est montré sur la *Figure 5.44*. Dans la dernière, en retardant la même sortie de la deuxième porte grâce à un filtre RC, on réussit à multiplier encore une fois par deux la fréquence en arrivant à la

fréquence finale la fréquence d'un des capteurs multipliée par six. Comme on verra plus tard la dernière étape nous laisse un signal presque parfait pour l'appliquer à l'entrée du circuit 555 en monostable.

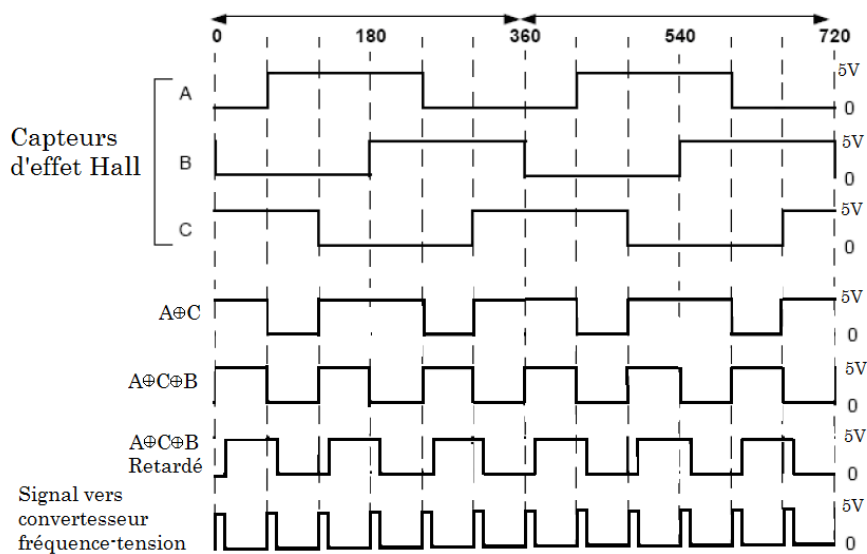


Figure 5.44 - Signals du multiplieur de fréquence

5.11.3 Convertisseur fréquence-tension

Le pas suivant était de concevoir un circuit capable de transformer une fréquence en une tension qu'on lira avec une des entrées analogiques du Labjack. On a pensé à deux circuits pour résoudre ce problème : l'utilisation du circuit intégré LM 2907 qui convertit la fréquence en tension et d'un autre côté l'utilisation du circuit intégré LM 555 suivi d'un filtre passe-bas. Les deux circuits, qui ont été testés, seront proposés dans la suite.

La première des solutions qu'on a essayées dans un premier temps est l'utilisation LM 2907 avec la configuration montrée dans Figure 5.45 ci-dessous.

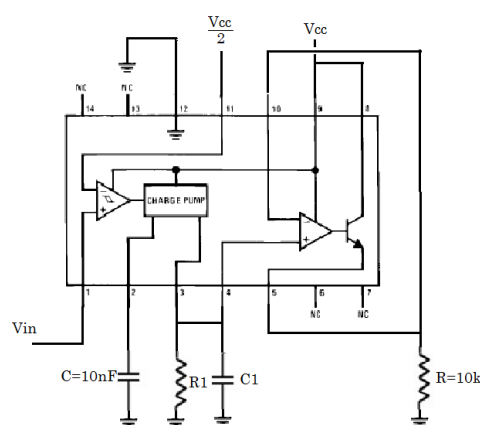


Figure 5.45 - Circuit convertisseur de fréquence en tension

Le circuit LM 2907 avec la configuration présentée dans de la Figure 5.46 il nous donne une tension de sortie.

$$V_{out} = V_{cc} \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot f$$

La tension d'alimentation est de $V_{cc}=5V$, si la sortie peut atteindre une valeur maximale de $3V$ ($V_{cc}-2V$), et si la fréquence maximale qu'on veut mesurer est de $320Hz$, le produit $R_1 \cdot C_1$ devrait valoir :

$$R_1 \cdot C_1 = \frac{V_{out}}{V_{cc} \cdot f}$$

Par exemple on pourrait prendre des valeurs telles que $R_1 = 120000k\Omega$ et $C_1 = 15nF$. Avec celles-ci on obtiendrait une valeur de sortie maximale quand la fréquence est maximale.

La deuxième des options est le montage du circuit intégré LM 555 en monostable [10], comme il le montre la *Figure 5.46*, suivi du filtrage de la sortie du LM 555. Comme on l'expliquera plus tard, on aura besoin d'un inverseur avant de l'entrée Trigger du LM 555. Cette deuxième option est celle qui a finalement été choisie parce qu'elle présente de meilleurs résultats expérimentaux.

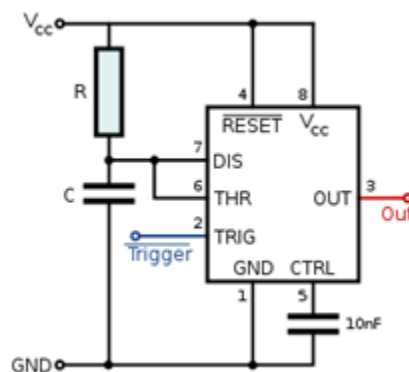


Figure 5.46 - Circuit LM555 en monostable

Quand on configure le circuit LM 555 en monostable le fonctionnement de ce montage est le suivant : chaque fois qu'un signal de déclenchement se produit à l'entrée Trigger du LM 555, le circuit génère une sortie d'un seul pouls d'une durée choisie auparavant par le designer, d'une amplitude de $\tau = 1.1 \cdot R \cdot C$. Il faut noter qu'il est nécessaire que le signal de déclenchement soit d'un niveau bas et d'une courte durée afin d'initier le signal de sortie, car si le signal est trop long la sortie reste de haut niveau.

Étant donné que la sortie du multiplicateur de la fréquence présente une apparence comme celle qui est montrée à la *Figure 5.47* il faut ajouter un inverseur à la sortie de ce multiplicateur.

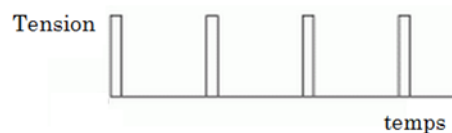


Figure 5.47 : Aspect du signal qui sort du circuit multiplieur de fréquence

Pour arriver au signal de la *Figure 5.48* qui est parfait comme signal de déclenchement.

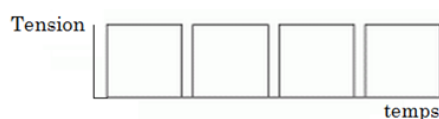


Figure 5.48 - Aspect du signal après la sortie de l'inverseur

Le signal de sortie du monostable est filtré par un filtre actif du type Sallen-key qui nous donne un signal de tension continu plus haut ou plus bas en fonction de la fréquence d'entrée.

Pour déterminer les valeurs de la résistance et du condensateur du montage monostable, on doit trouver la fréquence maximale qu'on veut mesurer avec le circuit : la fréquence maximale multipliée par six, c'est à dire, une fréquence d'environ 300Hz. La fréquence maximale à mesurer est déterminée par la relation suivante :

$$f_{max} = \frac{1}{1.1 \cdot R \cdot C}$$

Si on prend une résistance de $R=75 \text{ k}\Omega$ et un condensateur de $C=39 \text{ nF}$ la fréquence maximale qu'on pourra mesurer sera de 310Hz. Partant, toutes les fréquences peuvent être mesurées. Il est clair qu'on ne peut pas mesurer des fréquences plus hautes que la fréquence maximale car pour toutes les fréquences plus hautes le signal de sortie restera tout le temps en tension maximale.

Dans la *Figure 5.49* ci-dessous on peut voir comment se comporte le circuit 555 en monostable.

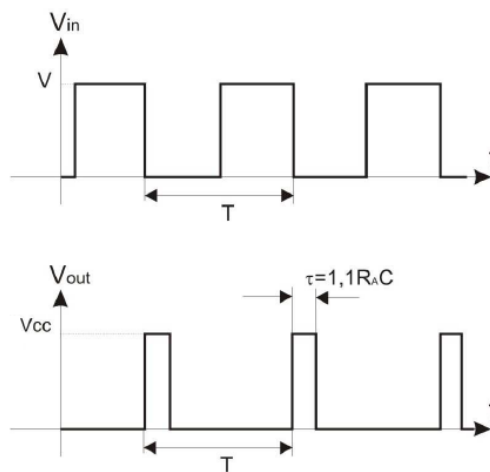


Figure 5.49- Comportement du circuit 555 en monostable

Si on prend en compte que le signal de sortie sera un train d'impulsions dont la période est donnée par la période du signal d'entrée, on peut la décomposer en série de Fourier [9]. L'intention est d'isoler la composante continue, laquelle sera proportionnelle à la fréquence du signal. Ceci sera fait en utilisant un filtre passe-bas.

On commencera par l'analyse du contenu harmonique du signal d'entrée au filtre et l'effet produit par la présence de ce filtre.

En partant du spectre du signal rectangulaire périodique obtenu en utilisant la définition de séries de Fourier:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot e^{jk\omega_0 t}$$

où,

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T}$$

Pour notre cas et en supposant une forme d'onde comme celle qui est montrée sur la *Figure 5.52*, on aura le développement suivant de Fourier :

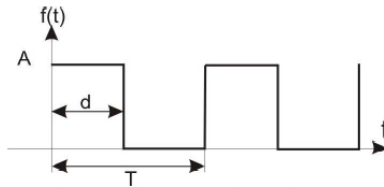


Figure 5.50 - Onde carrée

$$c_k = A \frac{d}{T} \frac{\sin\left(k\omega_0 \frac{d}{2}\right)}{k\omega_0 \frac{d}{2}} e^{-j k \omega_0 \frac{d}{2}}$$

donc,

$$c_0 = A \frac{d}{T}.$$

Comme l'on peut remarquer dans le graphique suivant, l'onde carrée a une importante composante harmonique. Il faudra bien filtrer les composantes harmoniques pour avoir seulement la partie continue du signal.

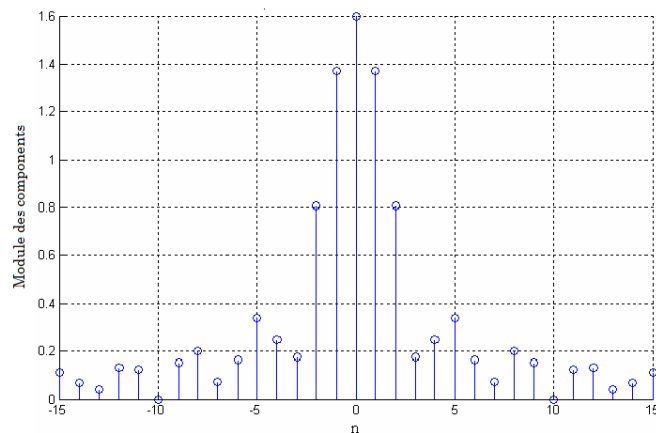


Figure 5.51 - Module des composants de la série de Fourier d'une onde carrée

Étant donné qu'on doit filtrer toutes les fréquences de la tension sauf la tension continue, si on utilise des filtres passifs passe-bas comme le filtre de la *Figure 5.52*, on doit enchaîner plusieurs cellules avec des valeurs des résistances et condensateurs hautes.

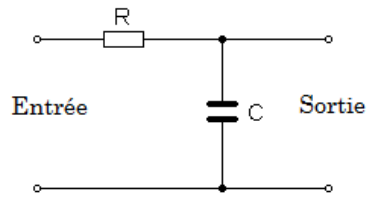


Figure 5.52 : Filtre passe-bas RC

À cause de cela le gain se voit affecté ; on a donc décidé d'utiliser un filtre passe-bas actif. De cette façon le gain de la partie continue ne se voit pas affecté. On a pris un filtre Sallen-key [11] comme celui qui est montré à la Figure 5.53.

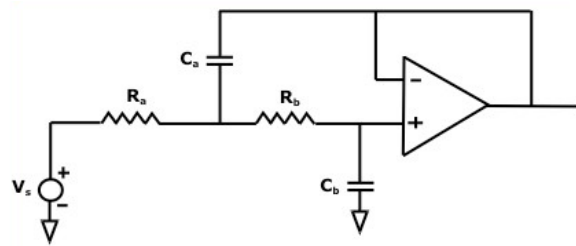


Figure 5.53 - Filtre passe-bas Sallen-key

Si on analyse le comportement du filtre en fonction des valeurs des résistances et des condensateurs on arrive à l'expression suivante :

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot R_a \cdot R_b \cdot C_a \cdot C_b + (R_a \cdot C_b + R_b \cdot C_b) \cdot s + 1}$$

Pour bien filtrer les fréquences on a pris des valeurs pour les résistances et les condensateurs de $R_a = R_b = 100k\Omega$ et $C_a = C_b = 470nF$. Comme on peut voir dans le graphique de Bode de la Figure 5.54 ci-dessous le filtrage des harmoniques est efficace.

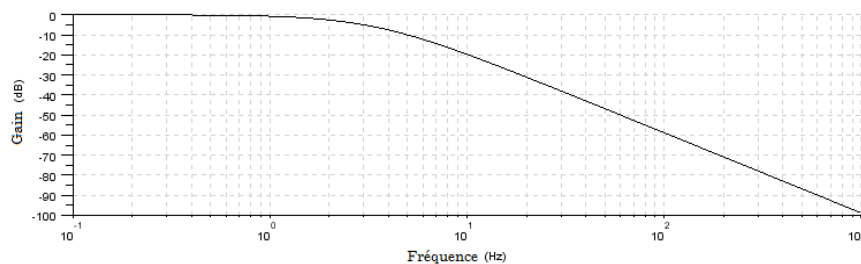


Figure 5.54 - Réponse en fréquence du filtre Sallen-key

Après avoir filtré il nous reste une tension continue qu'on peut lire par une des entrées analogiques du Labjack. Donc si on part de l'expression antérieure $c_0 = A \cdot \frac{d}{T}$ où on connaît la valeur de c_0 , valeur de la tension continue après le filtrage lu avec une des entrées analogiques du Labjack, on connaît aussi la hauteur du poulx de la sortie du circuit 555 qui vaut $A=4.2V$ (on a lu cette valeur sur l'oscilloscope). D'autre part on connaît aussi la valeur de d qui vaut $\tau=1.1 \cdot R \cdot C=0.0032s=3.2ms$, que nous avons déterminée avant. Si on connaît ces trois valeurs nous pouvons déterminer la période et aussi la fréquence du signal d'entrée. À partir de cette fréquence il est facile de déterminer la fréquence de tournage du moteur. Il faut seulement diviser par huit la fréquence et puis par six (car on l'a multiplié par six avec le circuit de la Figure 5.43 et par huit en raison des huit paires de pôles du moteur).

$$f_{mot} = \frac{f_{lect}}{8 \cdot 6}$$

5.11.4 Vérification du fonctionnement du capteur

On a fait des essais de la mesure de fréquence du moteur et on les a comparés avec les résultats de la mesure la fréquence à partir de la relation entre la tension lue et la vitesse angulaire de rotation qui sont liées par une constante k ($V=k \cdot \omega_{mot}$) comme indiqué dans le mémoire de l'étudiant précédent².

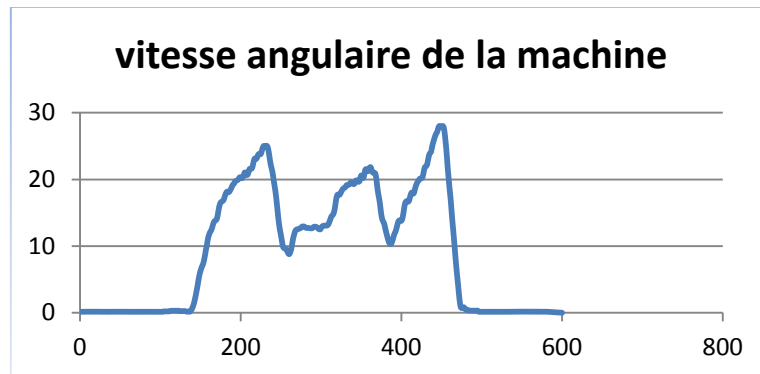


Figure 5.55 - Vitesse angulaire machine (rad/s) selon le circuit conçu

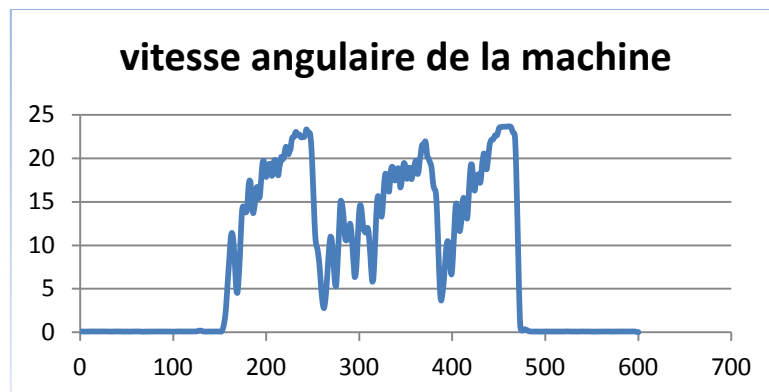


Figure 5.56 - Vitesse angulaire (rad/s) machine selon la méthode de l'étudiant précédent

2. Voir le TFE MECA 2990 section 5.5.1

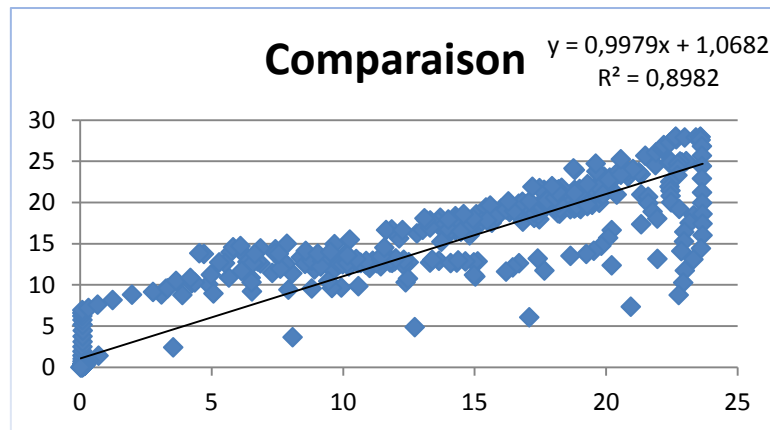


Figure 5.57 - Comparaison entre les deux différentes lectures de la Vitesse angulaire(rad/s)

On peut conclure que la mesure est similaire, mais avec quelques différences. On peut observer que la saturation de la mesure, selon l'étudiant précédent, est d'environ 24V (la tension de la batterie). Une autre chose que l'on peut observer est que la lecture de vitesse au moyen de la tension ne fait pas de lectures en-dessous de 6-7 m/s car il y a une tension minimale.

5.12 Schéma d'implantation de la carte de traitements analogiques

La *Figure 5.58* montre le schéma d'implantation des composants.

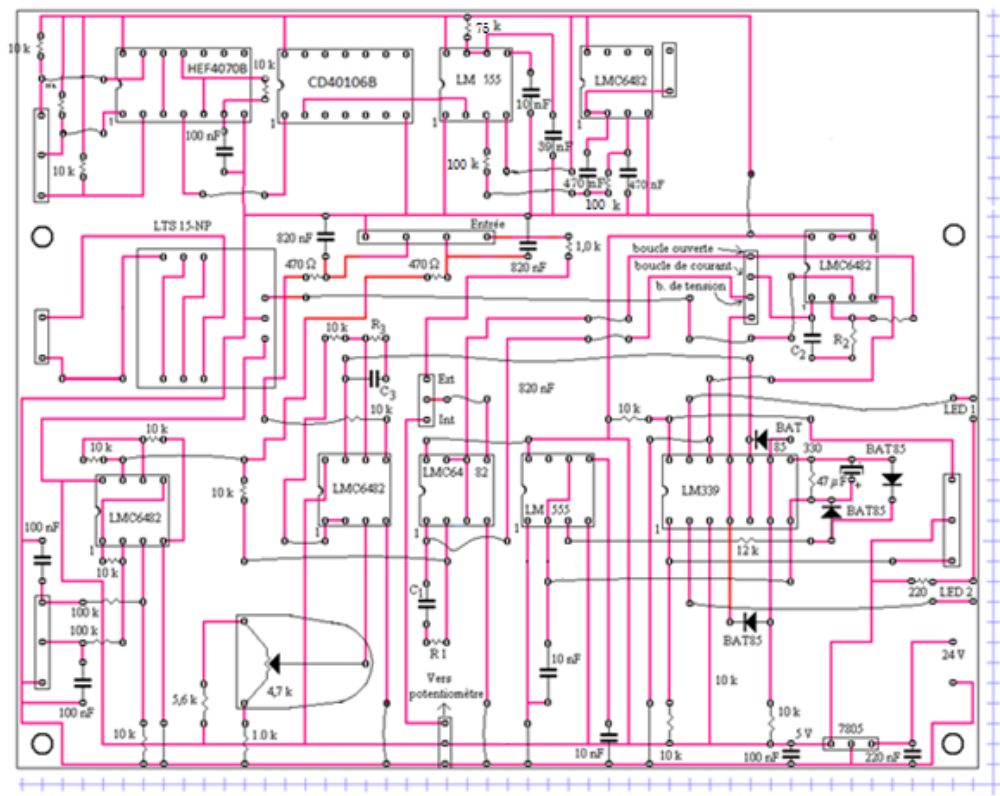


Figure 5.58 - Schéma d'implantation. Vue côté composants (connections vues par transparence).

5.13 Mise en boîtier

Un dispositif similaire, de mêmes dimensions, a pu être disposé dans un boîtier dont les dimensions hors tout (y compris le rebord destiné à protéger les bornes de la face avant) étaient de 460 x 246 x 133 mm. L'espace interne de ce boîtier est de 440 x 226 x 122 mm. Les Figures 5.59 à 5.61 montrent la disposition adoptée.

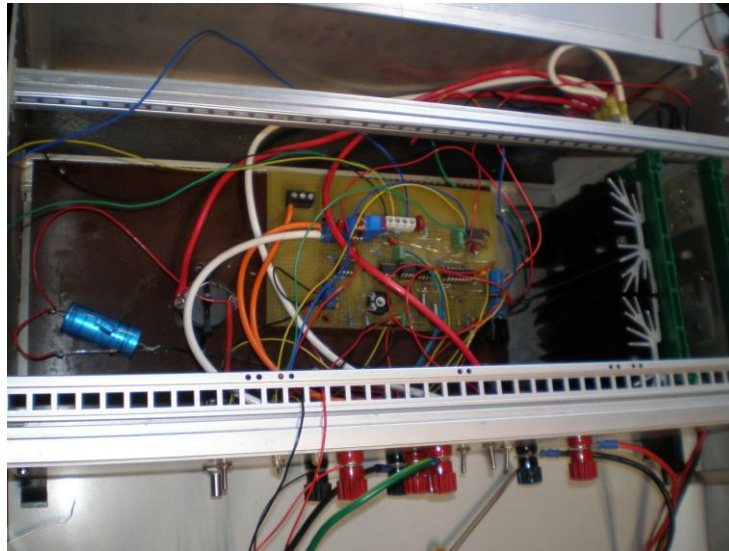


Figure 5.59

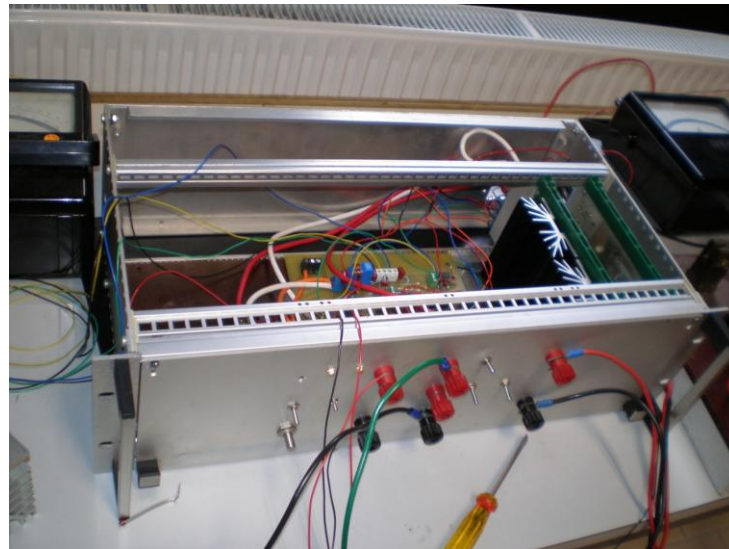


Figure 5.60

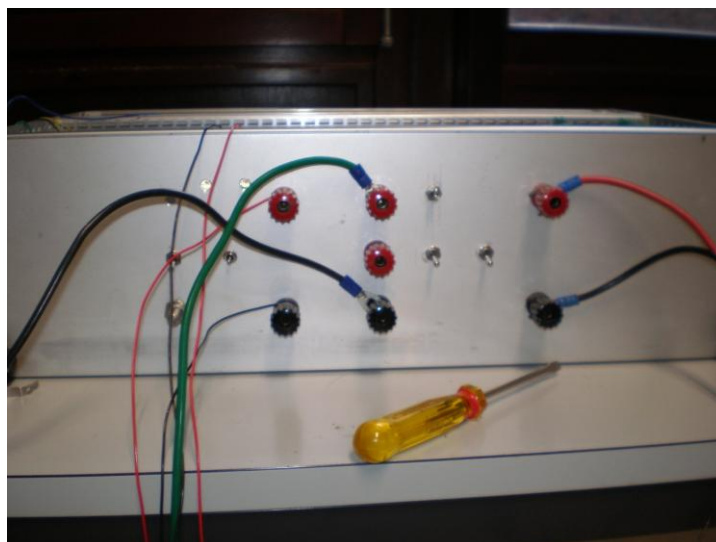


Figure 5.61

Contrôle de la machine électrique

6.1 Choix du contrôle

La première chose que nous devons faire c'est choisir le type de contrôle qui nous intéresse pour notre système si on veut simuler le comportement d'un vélo.

Pour notre cas il est intéressant de réaliser un contrôle du couple de la machine électrique. Faire le contrôle du couple semble bon parce que c'est la façon la plus réaliste de simuler le comportement de l'effort que le cycliste doit réaliser en fonction des différentes conditions extérieures comme la pente ou le vent de face.

6.2 Contrôle du couple sur une machine DC brushless

Il faut rappeler que comme cela a été vu sur la section 4 « Description du système de puissance » que comme machine électrique nous avons une machine synchrone suivie d'un redresseur, et nous pouvons considérer que l'ensemble de ceux deux éléments se comporte comme une machine DC "brushless", c'est à dire une machine électrique à courant continu sans balais.

Concrètement l'ensemble de ces deux éléments se comporte comme une machine électrique à courant continu d'excitation indépendante [12]. Cette machine présente un schéma équivalent comme ce qui est montré ci-dessous.

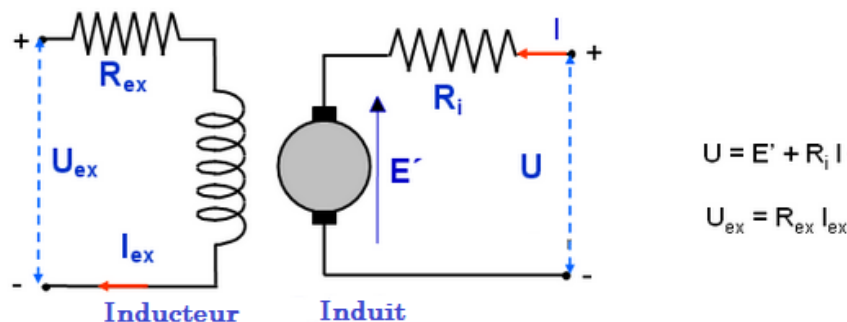


Figure 6.1 - Schéma équivalent de la machine de courant continu d'excitation indépendante

La tension E' induite par le cycliste a la forme suivante :

$$E' = K_{\phi} \cdot \phi_E \cdot \omega_m$$

Où ϕ_E est le flux magnétique et K_{ϕ} est coefficient de liaison magnétique entre le stator et le rotor. Dans notre cas $K_{\phi} \cdot \phi_E$ est une constante $K_{\phi} \cdot \phi_E = K$ parce qu'on ne peut pas varier le flux magnétique ϕ_E puisqu'il est produit par les aimants permanents. L'étudiant précédent a trouvé cette constante¹ K à travers des expérimentations. Cette constante vaut $K=0.941$ V/(rad/s).

Par la machine de courant continu excitation indépendante le couple est lié au courant de l'induit (I) par la même constante $K=0.941$ (N·m)/A.

1. Voir le TFE MECA2990, section 5.5.1.

$$\Gamma_m = k \cdot I$$

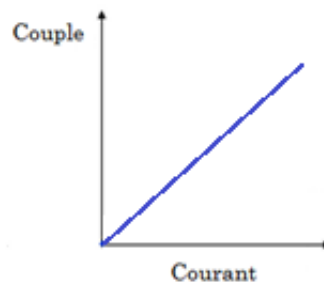


Figure 6.2 - Caractéristique de couple de la machine de courant continu excitation indépendante.

Donc si on veut contrôler le couple que doit faire le cycliste on doit contrôler le courant que fournit la machine électrique. Donc on réalisera le contrôle sur le hacheur DC-DC.

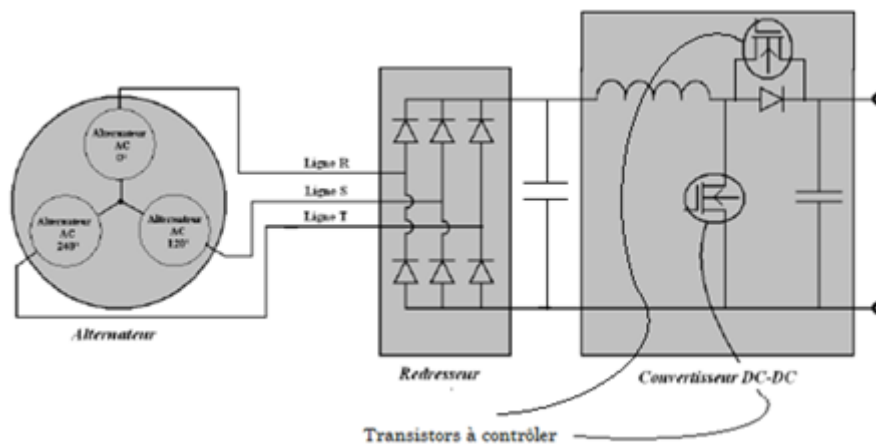


Figure 6.3 - Schéma du système de puissance et transistors qui sont contrôlés

Pour contrôler le courant sortant de la machine électrique on contrôlera les transistors du hacheur avec la commande qui provient de la carte électronique en faisant que la tension qui voit la machine électrique, tension à l'entrée du hacheur, augmente ou diminue en fonction du courant qu'on désire. Si le courant qu'on a est inférieur à ce qu'on désire la commande fera baisser la tension que la machine électrique voit jusqu'à ce que le courant soit ce qu'on désire, par contre si le courant que fournit la machine électrique est supérieur à ce qu'on désire la commande fera monter la tension que la machine électrique voit jusqu'à ce que le courant ait la valeur qu'on veut.

Il faut dire que le couple échappe du contrôle et croît rapidement au-delà d'une vitesse de $\omega_{mot} = \frac{V_{BAT}}{K}$, étant V_{BAT} la tension de la batterie.

Comme cela a été expliquée dans la section 5.4, pour maîtriser le signal de commande on travaillera avec la boucle de courant parce que c'est le courant que nous souhaitons contrôler. Ce sera la boucle de courant, décrite à la section 5.9.2 Détermination des régulateurs de tension et de courant, qui fera le contrôle expliqué dans le paragraphe ci-dessus.

Nous verrons maintenant comment on détermine la commande provenant du Labjack pour réguler l'effort que le cycliste doit faire.

6.3 Détermination de la valeur de la commande

La commande de tension qui est fournie par l'ordinateur au travers de la sortie analogique du Labjack sera déterminée par l'expression suivante :

$$V_{com} = 2.5 + 0.125 * I_{des}$$

Où I_{des} est l'intensité que nous désirons que le générateur fournisse. La tension de commande (V_{com}) a cette expression pour pouvoir la comparer avec ce qui est mesuré par le capteur de courant. Afin de pouvoir faire cette comparaison on doit multiplier le courant par la sensibilité du capteur du courant (0.125V/A) et ajouter 2.5 V, valeur que prend le capteur de courant quand le courant qui circule à travers lui est nul. La valeur maximale que peut prendre I_{des} est de 16 A puisque, comme on a vu dans la section 5.6.2, le capteur de courant sature à 4.5 V.

Comme on l'a vu dans la section précédente le couple et le courant sont liés par une constante K. Partant, le couple maximal que nous pourrions obliger l'utilisateur de notre vélo à développer est limité car que le courant maximal est limité. Si la relation entre couple et le courant est $\Gamma_m = k \cdot I$, où $K=0.941(N \cdot m)/A$, le couple maximal de résistance au pédalage, à l'essieu de la machine est :

$$\Gamma_{max} = k \cdot I_{desmax} = 0.941 \cdot 16 = 15.05 \text{ N} \cdot \text{m} .$$

Le couple de résistance qu'on va avoir à l'essieu du générateur dépendra de plusieurs facteurs comme on a vu dans la section 3 de « Puissance à développer par le cycliste ». On peut les séparer selon des paramètres constants, comme la gravité ou la densité de l'air, paramètres qui dépendent de paramètres fixes, des conditions extérieures imposées à l'utilisateur, et de conditions qui dépendent de l'utilisateur comme sa masse corporelle et sa taille et des paramètres à modifier par l'utilisateur pendant la réalisation de l'exercice comme la pente à vaincre ou la vitesse du vent.

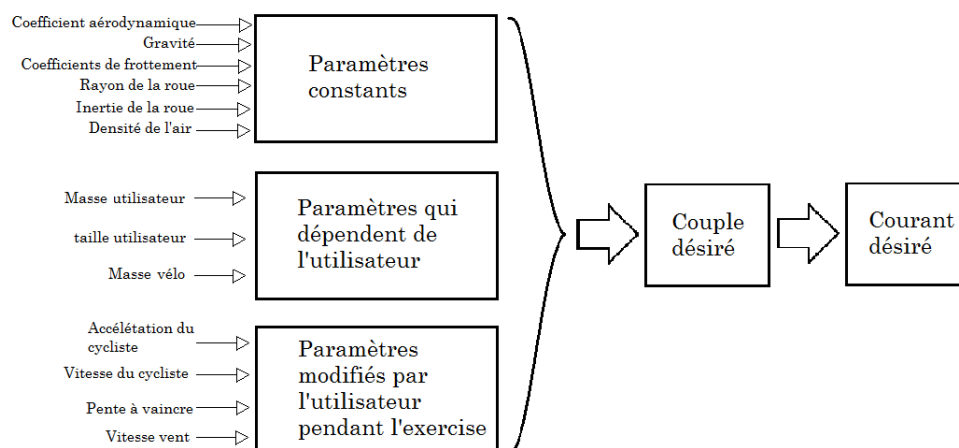


Figure 6.4- Schéma de la détermination du courant désiré

Le classement des variables selon ce critère est donné selon : des variables que restent presque toujours constantes, des paramètres qui dépendent de l'utilisateur (mais une fois introduits ils restent constants pendant toute la durée de l'exercice) et des paramètres qui seront directement modifiés par l'utilisateur (la pente par exemple) ou bien qui dépendront de l'utilisateur indirectement en faisant une variation de son activité physique (comme la vitesse de pédalage).

6.4 Détermination du couple désiré

Si on part des expressions de puissance trouvées à la section 3.1 et qu'on les divise par la vitesse angulaire du générateur on arrivera à trouver le couple à développer à l'essieu du générateur selon les différents paramètres.

6.4.1 Le couple pour vaincre la gravité :

Étant donné que :

$$\Gamma_g = \frac{W_g}{w_{mot}}$$

où:

$$W_g = mtot \cdot g \cdot vcyl \cdot \sin(\alpha)$$

où:

$$vcyl = w_{mot} \cdot r$$

$mtot$ = masse totale

g = accélération de la gravité

$vcyl$ = vitesse du cycliste

α = angle formé entre la route et l'horizontale (pente)

w_{mot} : est la vitesse angulaire de rotation du générateur

r : est le rayon de la roue

Donc,

$$\Gamma_g = mtot \cdot g \cdot r \cdot \sin(\alpha)$$

6.4.2 Le couple pour vaincre le frottement avec le sol :

Étant donné que :

$$\Gamma_f = \frac{W_f}{w_{mot}}$$

où:

$$W_f = (Cv + Cr) \cdot mtot \cdot g \cdot vcyl \cdot \cos(\alpha)$$

où:

Cv = coefficient de frottement du vélo

Cr = coefficient de frottement de la route

$mtot$ = masse totale

g = accélération de la gravité

$vcyl$ = vitesse du cycliste

α = angle formé entre la route et l'horizontale (pente)

w_{mot} : est la vitesse angulaire de rotation du générateur

r : est le rayon de la roue

Donc,

$$\Gamma_f = (Cv + Cr) \cdot mtot \cdot g \cdot r \cdot \cos(\alpha)$$

6.4.3 Le couple que l'utilisateur fait pour accélérer :

Étant donné que :

$$\Gamma_{aeq} = \frac{W_{aeq}}{w_{mot}}$$

où:

$$W_{aeq} = m_{eq} \cdot v_{cyc} \cdot a$$

ou:

m_{eq} = masse équivalente

$$m_{eq} = m_{tot} + \frac{2 \cdot I}{r^2}$$

m_{tot} = masse totale

v_{cyc} = vitesse du cycliste

a = accélération du cycliste

I = Inertie de la roue

r = rayon de la roue

w_{mot} : est la vitesse angulaire de rotation du générateur

Donc,

$$\Gamma_{aeq} = m_{eq} \cdot r \cdot a$$

6.4.4 Le couple à développer pour vaincre le frottement avec l'air :

Étant donné que :

$$\Gamma_v = \frac{W_v}{w_{mot}}$$

où:

$$W_v = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot C_x \cdot A \cdot (v_{rel})^2 \cdot v_{cyc}$$

$$v_{rel} = v_{cyc} + v_{vent}$$

$$W_v = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot C_x \cdot A \cdot (v_{cyc}^2 + 2v_{cyc} \cdot v_{vent} + v_{vent}^2) \cdot v_{cyc}$$

où:

ρ_{air} = densité de l'air

C_x = Coefficient de résistance aérodynamique

A = Surface d'exposition au vent

v_{rel} = Vitesse relative

r = rayon de la roue

w_{mot} : est la vitesse angulaire de rotation du générateur

Donc,

$$\Gamma_v = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot C_x \cdot A \cdot (v_{cyc}^2 + 2v_{cyc} \cdot v_{vent} + v_{vent}^2) \cdot r$$

6.4.5 Le couple total à développer

Le couple total est la somme de tous les couples qu'on a décrit ci-dessus :

$$\Gamma_{tot} = \Gamma_v + \Gamma_{aeq} + \Gamma_f + \Gamma_g$$

Il faudra enlever à ce couple le couple statique² et le couple de frottement visqueux² du générateur.

$$\Gamma_{des} = \Gamma_{tot} - \Gamma_{est} - \Gamma_{fv}$$

où,

$$\Gamma_{est} = 0,71 \text{ N}\cdot\text{m}$$

$$\Gamma_{fv} = k_{visq} \cdot \omega_{mot}$$

$$k_{visq} = 0,01132 \text{ N}\cdot\text{m}/(\text{rad/s})$$

k_{visq} : est le coefficient de frottement visqueux.

ω_{mot} : est la vitesse angulaire du générateur

Une fois qu'on sait comment déterminer la commande de contrôle provenant de l'ordinateur il faudra réaliser le programme qui gère cette commande.

6.5 Programmation du signal de commande et de l'interface pour interagir avec l'utilisateur

Avec le programme informatique nous cherchions trois choses : gérer la commande qui déterminera postérieurement l'effort à faire pour l'utilisateur, enregistrer dans un fichier de texte les différentes variables pour après analyser le fonctionnement de notre système avec un programme comme par exemple Excel et enfin de créer une interface pour interagir avec l'utilisateur en faisant que lui puisse modifier des paramètres et visualiser des variables sur l'écran de son ordinateur.

Il faut dire qu'on a programmé notre programme de contrôle de la commande en le langage C++/CLI.

Avant de passer à d'autres détails il faudrait d'abord présenter le dispositif d'interconnexion entre l'ordinateur et notre carte de traitements analogiques, le Labjack.

6.5.1 Labjack

Le Labjack U12 [13] est un périphérique de mesure et automatisation qui permet de connecter un ordinateur au monde réel.

Les caractéristiques extérieures de l'U12 LabJack sont les suivantes:

- connecteur USB
- DB25 digital I/O connecteur
- Statut LED

2. Le Γ_{est} et la k_{visq} sont paramètres qui ont été déterminés dans le travail de fin d'études MECA 2990, section 5.5.1.

- 30 bornes à vis

La connexion USB fournit l'alimentation et de la communication. Aucune alimentation externe est nécessaire. Il a plusieurs connexions +5 volts disponibles à divers endroits.

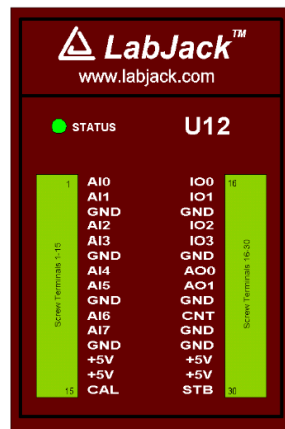


Figure 6.5 - Apparence extérieure du Labjack

Si nous nous concentrons sur les terminaux que nous utiliserons pour notre montage que seront les entrées analogiques et les sorties analogiques. Les entrées analogiques nous permettant de lire les lectures de mesure de courant, tension et vitesse provenant de la carte analogique et la sortie analogique nous permettront de fournir le signal de commande.

Le U12 LabJack dispose de 8 bornes à vis, AI0...AI7, pour les signaux d'entrées analogiques. Ceux-ci peuvent être configurés individuellement comme 8 canaux single-ended, 4 canaux différentiels, ou des combinaisons entre les deux.

Le U12 LabJack dispose de 2 bornes à vis pour les tensions de sortie analogiques. Chaque sortie analogique peut être réglée à une tension comprise entre 0 et la tension d'alimentation (+5 volts nominal) avec 10 bits de résolution.

Le Labjack U12 CD installe des drivers nécessaires au bon fonctionnement du Labjack. Dans ce CD il y a aussi des bibliothèques où il y a plus de 38 fonctions déjà conçues. Nous donnerions tout de suite une petite explication des fonctions que nous utiliserons dans notre programme.

Pour la lecture des entrées analogiques on pourrait utiliser ou bien EAnalogIn, fonction qui lit une entrée analogique, ou bien AISample, fonction qui fait les lectures de 1,2 ou 4 entrées analogiques.

Pour fournir la tension de commande nous pourrions utiliser EAnalogOut, fonction qui règle les deux sorties analogiques ou bien AOUpdate qui fait le même et d'autres choses qui ne nous intéressent pas pour notre projet.

6.6 Programmation du signal de commande

Dans cette partie ce qu'on fera sera mettre sur notre programme informatique les formules mathématiques qu'on a trouvé dans la section 6.4 Détermination du couple désiré en prenant en compte quelques considérations pratiques.

Le couple maxime qu'on pourra imposer sera déterminé par $\Gamma_{max} = 15.05 \text{ N} \cdot \text{m}$ comme on l'a vu dans la section 6.3. Il faut dire qu'avec ce couple la résistance au pédalage est déjà très forte mais si on veut pouvoir augmenter ce couple il faudrait d'abord changer la sensibilité du capteur de courant par une sensibilité inférieure. Donc si le couple désire que le Γ_{dest} qu'on veut avoir soit supérieur à Γ_{max} , il prendra la valeur de Γ_{max} car à la pratique on ne pourra pas imposer un couple supérieur.

Un autre problème grave qu'on a trouvé quand on a fait des expérimentations avec le programme est que dans un premier temps pour calculer l'accélération du cycliste on l'avait calculé comme la dernière vitesse qu'on avait lu moins l'avant dernière vitesse qu'on avait lu divisé par le temps entre les deux lectures. Malheureusement les accélérations résultantes de ces lectures étaient très hautes à cause du bruit, donc on a dû faire un filtrage digital pour avoir de bonnes lectures approximées de l'accélération.

6.7 Conception du filtre digital pour le calcul de l'accélération

Ce que nous devons faire est un filtrage du bruit du signal de vitesse afin de pouvoir bien calculer l'accélération.

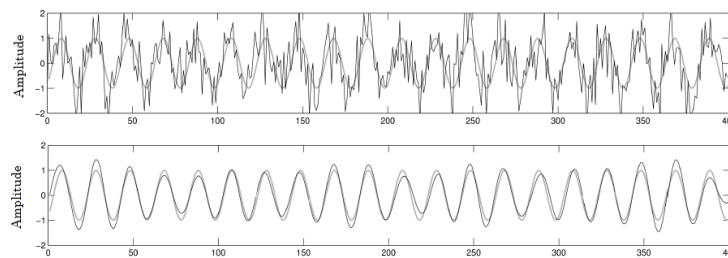


Figure 6.6 - Signal sinusoïdal avec bruit et signal après le filtrage

On peut décrire les filtres comme une équation qui relie un signal d'entrée avec un signal de sortie dans le domaine digital. De cette façon, la sortie du filtre est spécifiée comme un résultat d'additions, soustractions et multiplications des échantillons avec l'objectif d'accentuer ou atténuer certaines caractéristiques.

Donc on doit choisir le type de filtre qu'on réalisera pour réussir notre objectif. Les filtres digitaux peuvent être de type FIR (Finite Impulse Response) ou bien IIR (Infinite Impuls Response). La différence entre ces deux types de filtres est que le premier dépend seulement de l'entrée et le deuxième de l'entrée et des sorties passées.

Étant donné qu'on veut un filtre de type causal, c'est à dire que la sortie dépende des échantillons actuels et passés non des futurs le type de filtre qu'on utilisera est un filtre FIR. On utilisera un filtre FIR causal parce qu'il est l'unique type de filtre implémentable en temps réel, chose qu'on veut pour notre application. Malheureusement les filtres causals présentent un retard dans la réponse. Ce qui est important aussi est que les filtres FIR présentent l'avantage d'être toujours stables.

Dans le cas d'un filtre de réponse impulsionnelle finie (FIR), un échantillon de sortie peut être défini comme une combinaison linéaire des échantillons d'entrée actuels et passés. Nous pouvons exprimer cette relation avec une équation telle que:

$$y[n] = a_0 \cdot x[n] + a_1 \cdot x[n - 1] + a_2 \cdot x[n - 2] + \dots + a_n \cdot x[n - N]$$

Cette équation exprime que la sortie $y[n]$ est égale à la somme des échantillons de l'entrée actuelle $x[n]$ multiplié par le facteur a_0 et l'échantillon précédent $x[n-1]$ multiplié par le facteur a_1 et tous avant les échantillons de temps $[n-N]$ multiplié par leurs facteurs a_n respectifs.

Ces facteurs a_n sont les coefficients du filtre. En modifiant ces coefficients on peut varier drastiquement le comportement du filtre. La série de coefficients $a_0, a_1 \dots$ est la réponse impulsionnelle du filtre.

Il serait intéressant de faire un filtre passe-bas afin d'enlever les bruits de haute fréquence. On a présenté deux solutions possibles : un filtre à moyenne mobile ou un filtre passe-bas. Voyons maintenant les caractéristiques du filtre.

6.7.1 Filtre à moyenne mobile

Dans un filtre à moyenne mobile [14] de largeur M , la sortie actuelle consiste en la moyenne des derniers M échantillons de l'entrée.

$$y[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} x[n-k]$$

Par exemple par le calcul de l'échantillon de sortie 60 d'un filtre de largeur $M=5$:

$$y[60] = \frac{y[60] + y[59] + y[58] + y[57] + y[56]}{5}$$

Ci-dessous on voit la description de ce filtre pour le cas de $M=5$

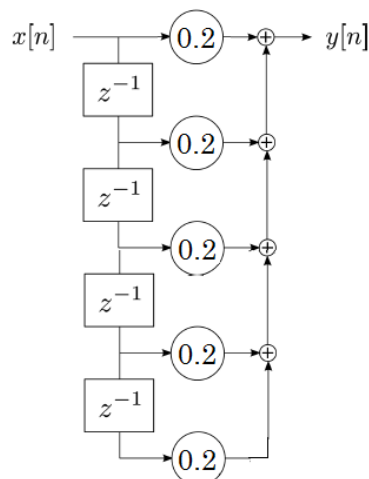


Figure 6.7 - Filtre FIR à moyenne mobile $M=5$

6.7.1.1 Réponse impulsionnelle du filtre

Donc si l'équation du filtre est :

$$y[n] = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} x[n-k] = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{M} \cdot x[n-k]$$

Si l'équation du filtre en réponse à l'impulsion $h[n]$ (convolution):

$$(h * x)[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h[k] \cdot x[n-k]$$

Partant, la réponse impulsionnelle du filtre à moyenne mobile est :

$$h[n] = \begin{cases} \frac{1}{M} & \text{si } n=0 \dots M-1 \\ 0 & \text{en autre cas} \end{cases}$$

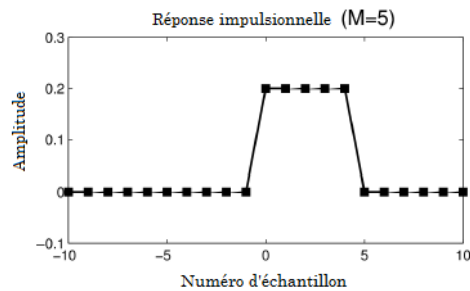


Figure 6.8 - Réponse impulsionnelle du filtre

Ci-après on peut voir la réponse du filtre en face d'une entrée « step ».

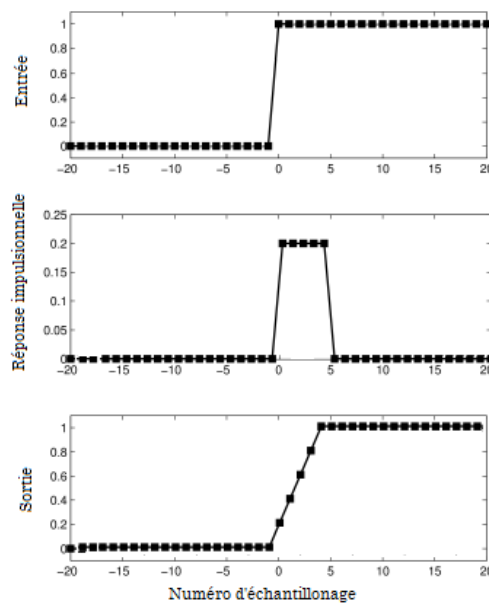


Figure 6.9 - Réponse du filtre à l'entrée « step »

Finalement on peut trouver la réponse en fréquence du filtre à partir de la Transformée Discrète de Fourier (DTFT), définie ci-dessous.

$$H(e^{j\theta}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h[n] \cdot e^{-j\theta n}$$

Si on substitue $h[n]$ par notre réponse impulsionnelle du filtre,

$$H(e^{j\theta}) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} e^{-j\theta n}$$

Si on considère que l'addition des M premiers termes d'une série géométrique est :

$$\sum_{n=0}^{M-1} r^n = \frac{1 - r^M}{1 - r}$$

La DTFT reste comme,

$$H(e^{j\theta}) = \frac{1}{M} \cdot \frac{1 - e^{-j\theta M}}{1 - e^{-j\theta}} = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{-j\theta M/2}}{e^{-j\theta/2}} \cdot \frac{e^{j\theta M/2} - e^{-j\theta M/2}}{e^{j\theta/2} - e^{-j\theta/2}}$$

Finalement,

$$H(e^{j\theta}) = e^{-j\theta(M-1)/2} \cdot \frac{1}{M} \cdot \frac{\sin(\theta M/2)}{\sin(\theta/2)}$$

Ci-dessous on montre le graphique de la réponse en fréquence,

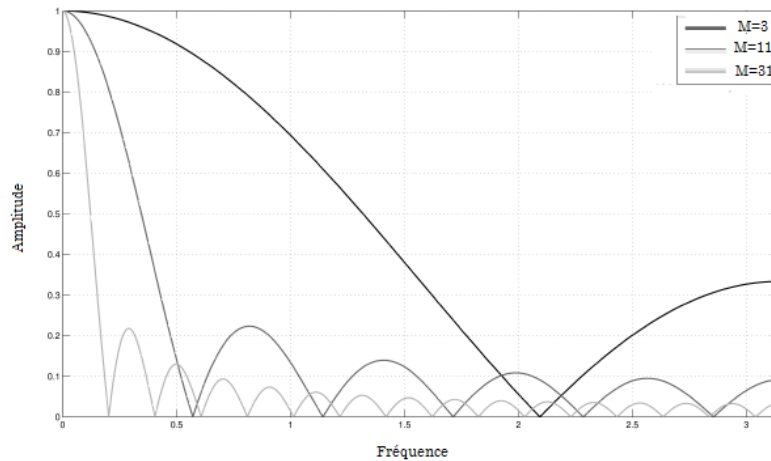


Figure 6.10 - Réponse en fréquence du filtre

Si on fait une analyse du filtre:

Le filtre à moyenne mobile est parfait pour la réduction de bruit aléatoire tandis qu'elle maintient la forme d'onde du signal original.

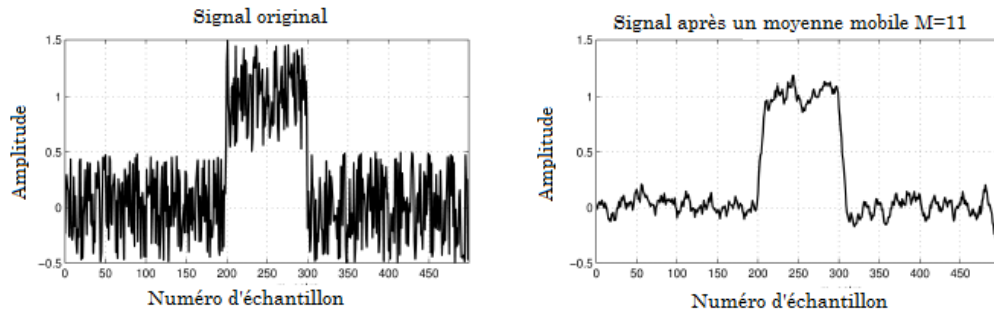


Figure 6.11 - Signal avant et après le filtrage

La réduction du bruit est égale à la racine carrée du nombre de points de la moyenne M . Par exemple, un filtre MA de 100 points réduit le bruit d'un facteur de 10.

Par contre, il faut dire que son utilisation comme filtre passe-bas n'est pas trop bonne, car comme on peut voir sur la réponse en fréquence le roll-off, la transition entre la bande de pas et la bande rejetée est lente et il a une mauvaise atténuation de la bande à rejeter.

À l'heure de choisir la largeur du filtre M , ou l'ordre du filtre, il faut avoir un compromis entre l'atténuation du bruit et le retard à cause du filtre, car comme l'on a dit avant, ce type de filtre introduit un retard dans la sortie par rapport à le signal d'entrée (voir Figure 6.12).

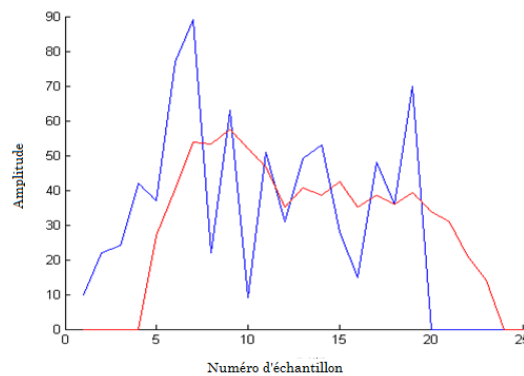


Figure 6.12 - Signal d'entrée au filtre (bleu) et signal de sortie retardée (rouge)

En voyant des essais on a noté que le filtrage avec $M=15$ était bon ; on montrera donc la réponse impulsionnelle, à un échelon et la réponse fréquentielle de ce filtre.

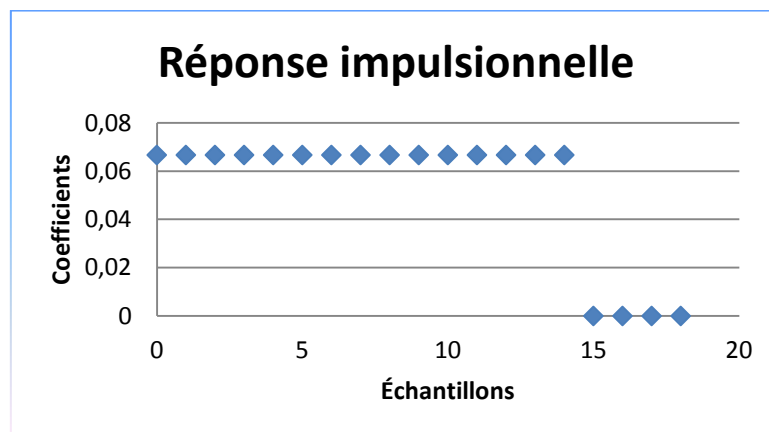


Figure 6.13 - Réponse impulsionnelle du filtre

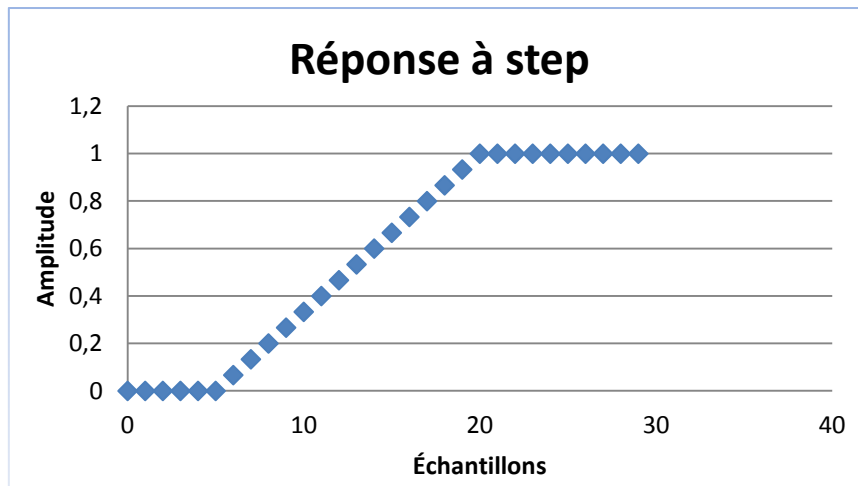


Figure 6.14 - Réponse à « step »

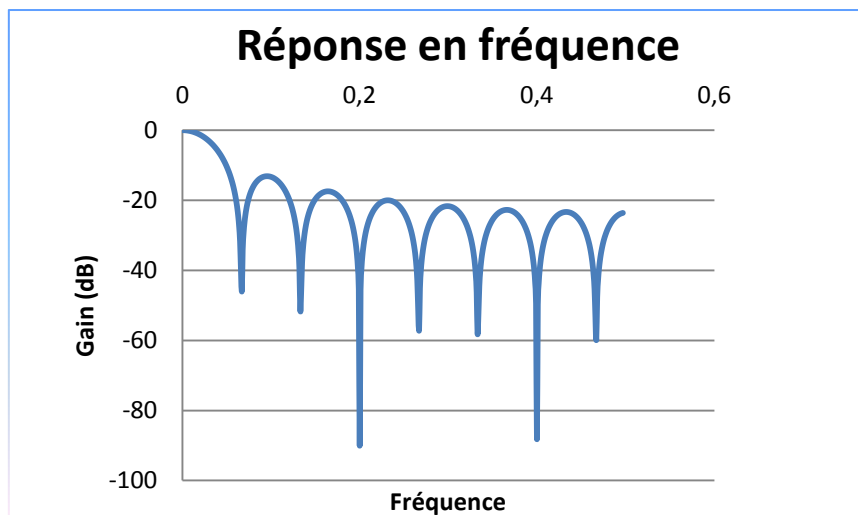


Figure 6.15 - Gain de la réponse en fréquence

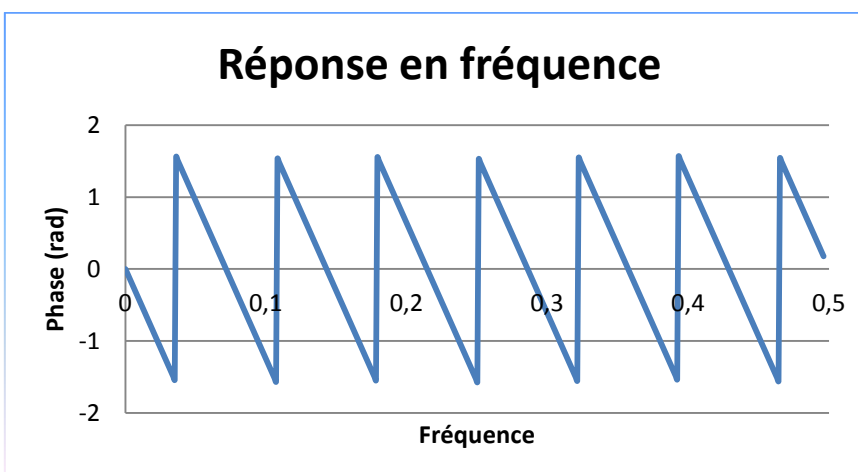


Figure 6.16 - Phase de la réponse en fréquence

Cependant, comme on a dit plus haut, on a essayé de concevoir un filtre passe-bas et on a comparé le comportement des deux.

6.7.2 Design du filtre passe-bas

L'ordre du filtre qu'on a pris pour faire le deuxième filtre est 15. Grâce au programme Scilab, les coefficients du filtre ont été déterminés des valeurs de la bande passante désirée (la fréquence de coupure), la bande rejetée et le type de filtre. Les coefficients obtenus sont les suivants :

$a_0 = -0.0557544$	$a_1 = 0.0375465$	$a_2 = 0.0536585$
$a_3 = 0.078379$	$a_4 = 0.1056161$	$a_5 = 0.1298523$
$a_6 = 0.1464797$	$a_7 = 0.1523893$	$a_8 = 0.1464797$
$a_9 = 0.1298523$	$a_{10} = 0.1056161$	$a_{11} = 0.0783796$
$a_{12} = 0.0536585$	$a_{13} = 0.0375465$	$a_{14} = -0.0557544$

Donc la réponse impulsionnelle du filtre est la suivante :

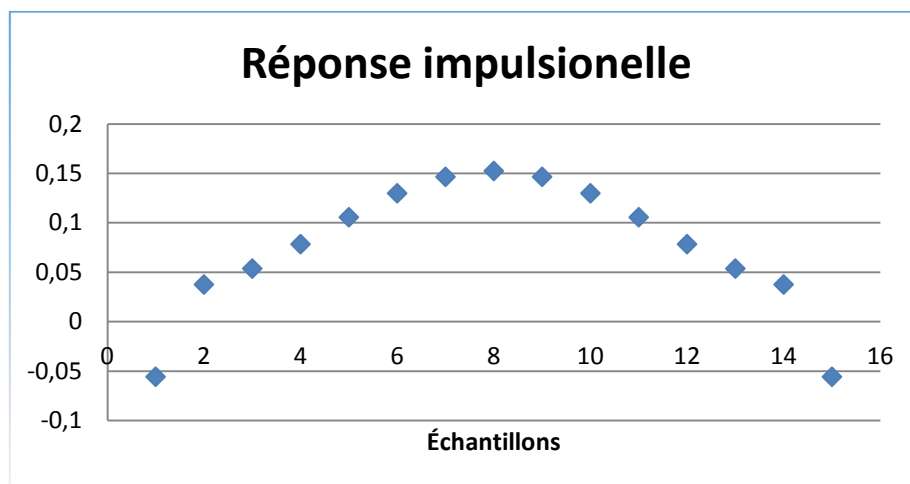


Figure 6.17 - Réponse impulsionnelle du filtre

Ci-après nous trouvons la réponse à un « step ».

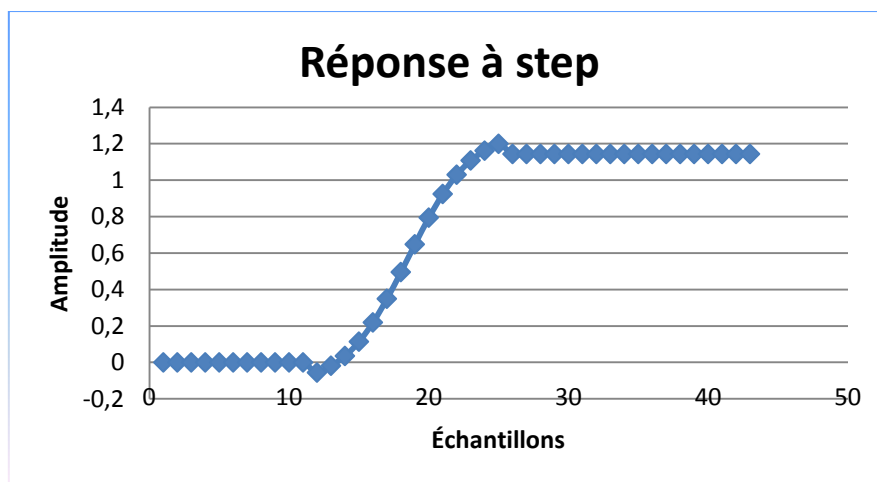


Figure 6.18 - Réponse à « step »

La réponse en fréquence est,

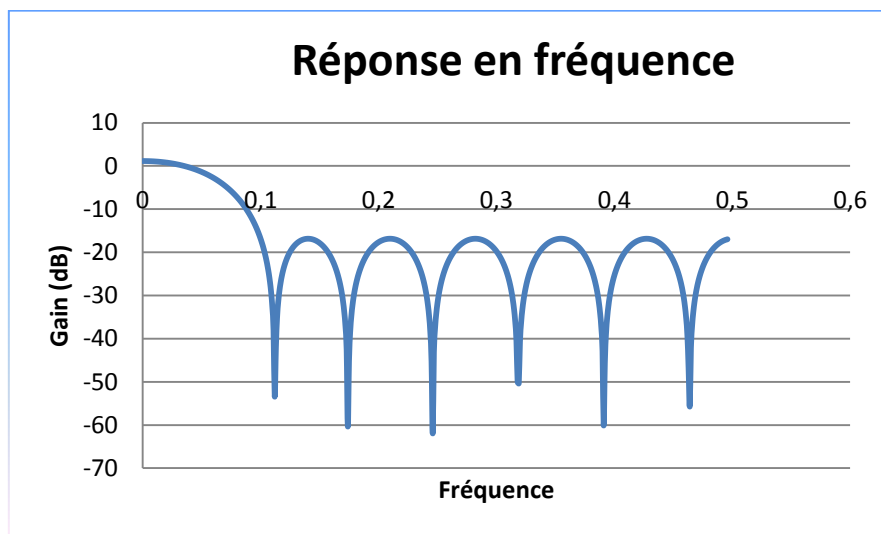


Figure 6.19 - Réponse en fréquence

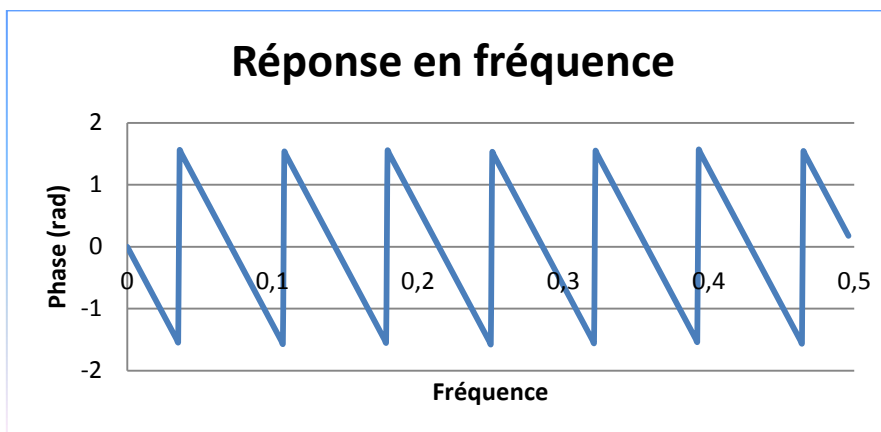


Figure 6.20 - Phase réponse en fréquence

6.7.3 Retard introduit par les filtres

Comme l'on a déjà dit, les filtres vont introduire un retard dans notre signal. Déterminons maintenant ce retard [15].

Ainsi, pour un filtre de longueur impaire et de réponse impulsionnelle symétrique autour du point central, comme c'est notre cas, voici ce que nous avons :

$$H(z) = h(0) + h(1) \cdot z^{-1} + h(2) \cdot z^{-2} + \dots + h(N-1) \cdot z^{-(N-1)}$$

avec $h(k) = h(N-1-k)$ et N impair

si nous tirons un facteur commun à $z^{-\lfloor \frac{N-1}{2} \rfloor}$ et regroupons des termes conformément à la symétrie,

$$H(z) = z^{-\left[\frac{N-1}{2}\right]} \left\{ h(0) \cdot z^{\frac{N-1}{2}} + h(N-1) \cdot z^{-\left[\frac{N-1}{2}\right]} + h(1) \cdot z^{\frac{N-3}{2}} + h(N-2) \cdot z^{-\left[\frac{N-3}{2}\right]} + \dots + h\left(\frac{N-1}{2}\right) \right\}$$

En réalisant le changement $z=e^{j\omega}$ et en profitant de la propriété de symétrie des coefficients, la réponse en fréquence peut s'écrire :

$$H(\omega) = e^{-j\omega \frac{N-1}{2}} \left\{ 2 \cdot h(0) \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{N-1}{2}\right) + 2 \cdot h(1) \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{N-1}{2} - 1\right) + \dots + h\left(\frac{N-1}{2}\right) \right\}$$

$$H(\omega) = e^{-j\omega \frac{N-1}{2}} \left\{ \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}-1} 2 \cdot h(k) \cdot \cos\left(\omega \cdot \frac{N-1}{2} - k\right) + h\left(\frac{N-1}{2}\right) \right\}$$

Donc,

$$H(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\Phi(\omega)} \quad \text{con} \quad \begin{cases} A(\omega) = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{2}-1} 2 \cdot h(k) \cdot \cos\left(\omega \cdot \left[\frac{N-1}{2} - k\right]\right) + h\left(\frac{N-1}{2}\right) \\ \Phi(\omega) = -\omega \cdot \frac{N-1}{2} \end{cases}$$

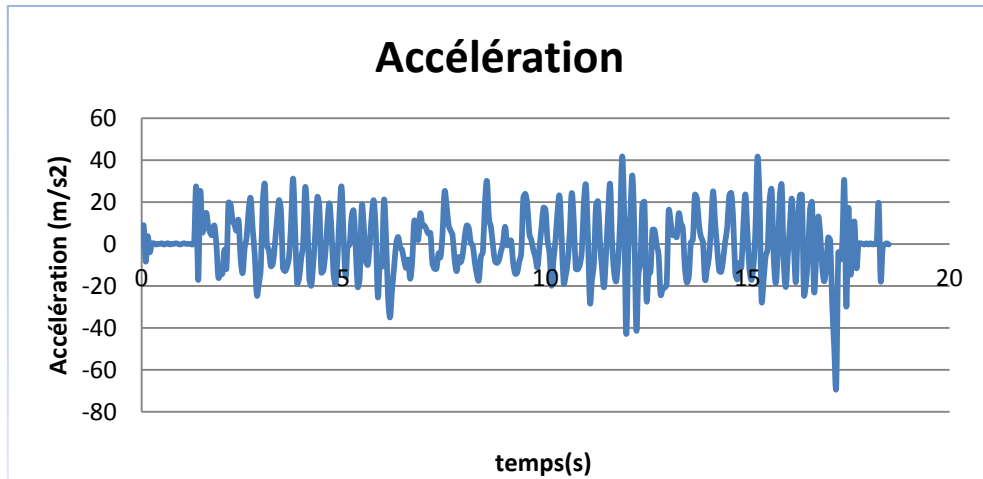
où $A(\omega) \in \mathbb{R}$, donc toute l'information de la phase se trouve à $\Phi(\omega)$ qui est linéaire en ω . C'est pourquoi le retard de groupe est linéaire :

$$\tau(\omega) = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega} = \frac{(N-1)}{2}$$

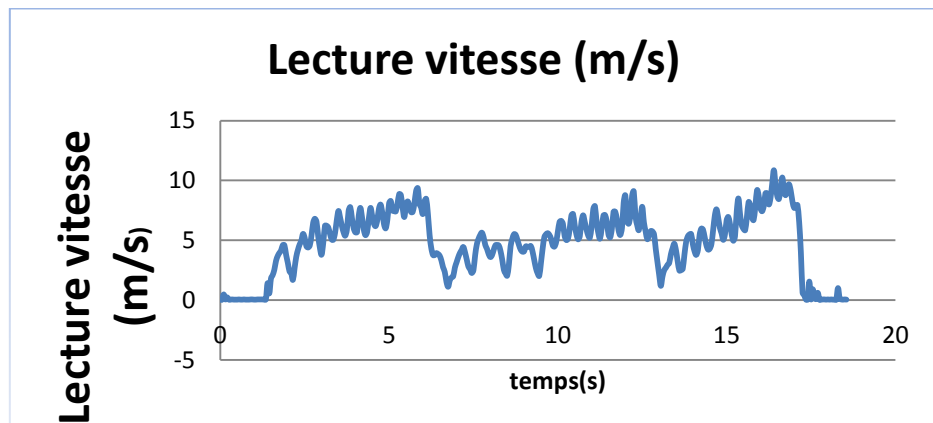
Ceci signifie que, quand un signal passe par un filtre FIR de ces caractéristiques, le retard est le même pour toutes les harmoniques qui composent le signal et celui-ci n'est pas dénaturé. La grandeur du retard ne dépend pas des coefficients du filtre avec ce que l'on peut ceux-ci choisir librement pour modéliser la réponse dans une amplitude. Le retard introduit par le filtre il est $\tau = \frac{(N-1)}{2} \cdot T_s$, où T_s est la fréquence d'échantillonnage. Pour notre cas concret si $N=15$ et T_s vaut environ 40ms $\tau = 0.28$ s.

6.7.4 Vérification du fonctionnement des filtres

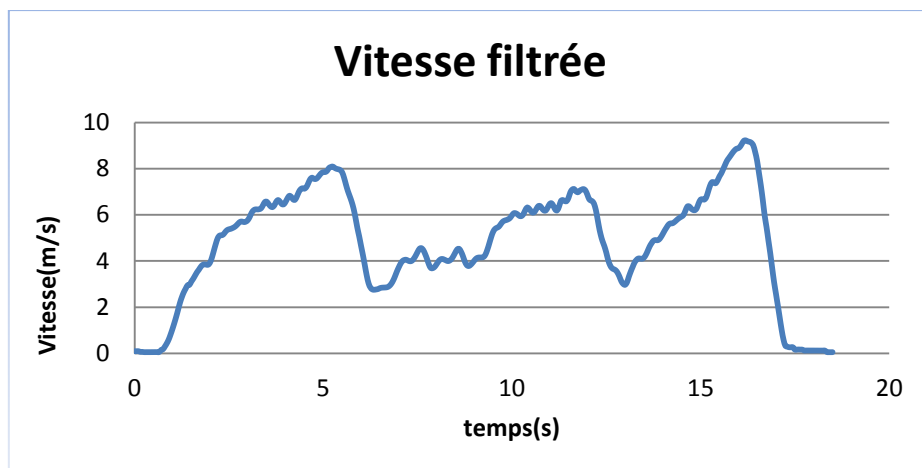
Dans cette partie on voit le motif qui nous a amené à faire le filtrage de la vitesse afin d'avoir une meilleure approximation de l'accélération d'un cycliste. Comme on le voit, les accélérations sont très hautes et dépassent les 40 m/s² quelques fois, chose impensable avec un vélo normal.

*Figure 6.21 - Accélération sans filtrage*

Donc nous devons filtrer la lecture de vitesse *Figure 6.22* afin d'obtenir des valeurs d'accélération raisonnables.

*Figure 6.22 - Vitesse sans filtré*

Résultats avec le filtre à moyenne mobile :

*Figure 6.23 - Mesure de vitesse filtrée avec le filtre à moyenne mobile*

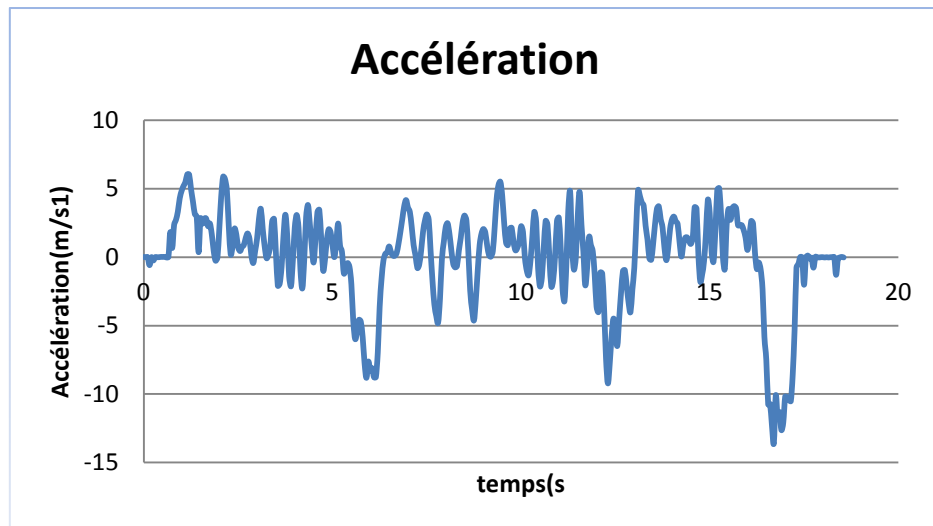


Figure 6.24 - Mesure de l'accélération

Résultats avec le filtre passe-bas :

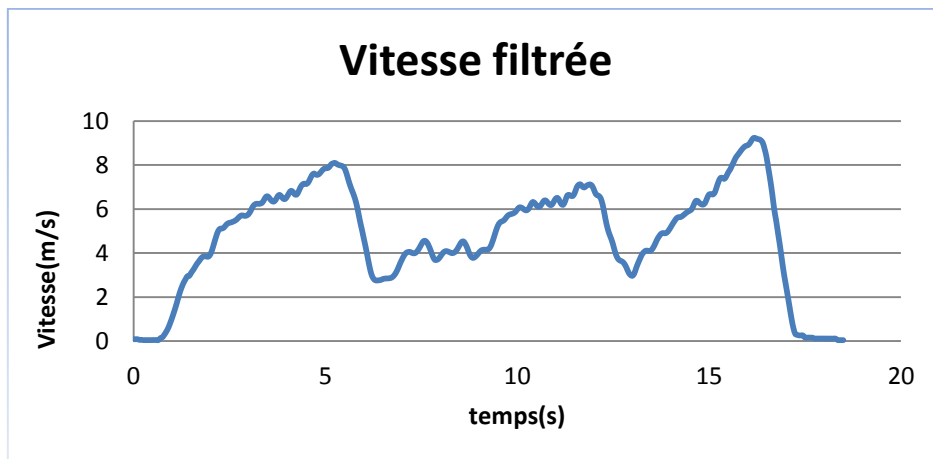


Figure 6.25 - Mesure de vitesse filtrée avec le filtre passe-bas

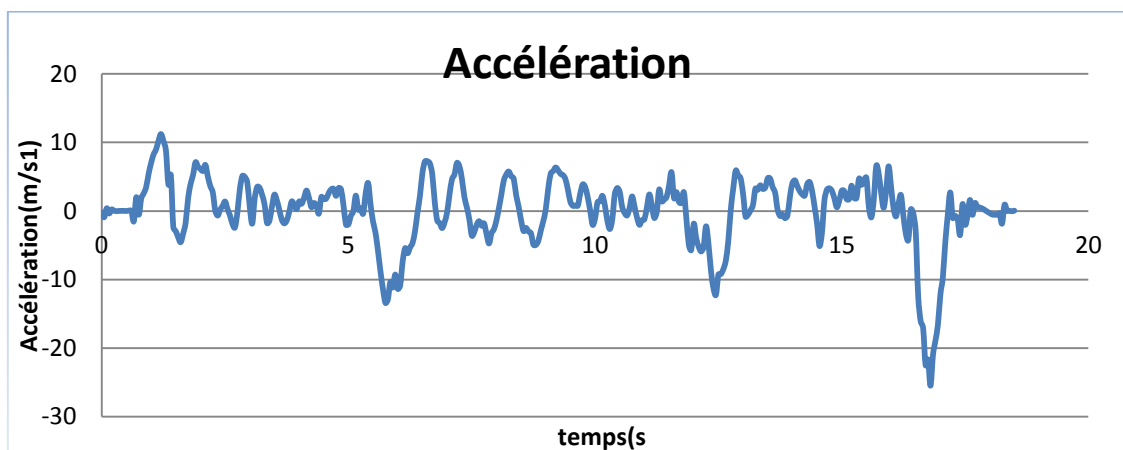


Figure 6.26 - Mesure de l'accélération

Si on analyse les résultats, ils indiquent qu'avec le filtrage on a réussi à avoir des valeurs d'accélération plus raisonnables, bizarrement ils montent au dessus de 5 m/s^2 .

Néanmoins, ces valeurs continuent à être trop grandes. Si on considère qu'avec les filtrages prévus auparavant le bruit est éliminé, nous essayerons de comprendre d'où viennent les accélérations. Nous tenterons de déduire à quoi les fluctuations dans l'accélération sont dues. On va analyser dans un graphique qui reprend la vitesse avec le filtrage d'un des filtres précédents.

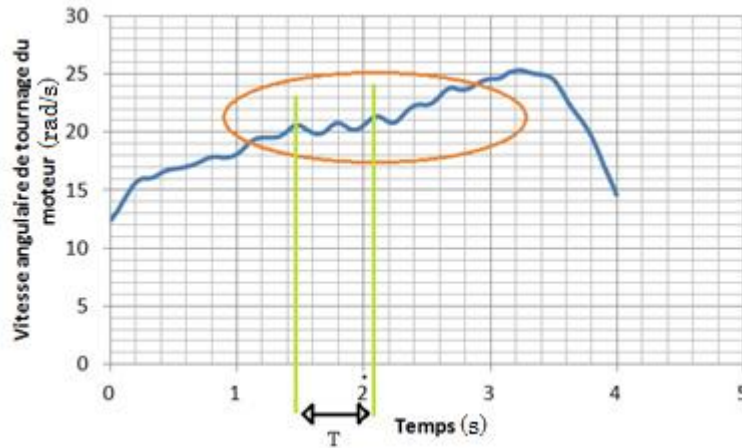


Figure 6.27 – Graphique de la vitesse filtrée

On a déduit que les fluctuations de vitesse mesurées correspondent à la vitesse de rotation du pédalier.

On croit que ces ondulations peuvent être générés parce que dans une rotation de pédalage le cycliste passe par deux points morts et par deux positions où il peut effectuer le couple maximal. Donc à cause de cela la vitesse augmente quand le cycliste passe par la position de couple maximal (il peut accélérer) et diminue quand il passe par le point mort car le couple qu'il peut faire est inférieur.

Cela pourrait être la raison des ondulations, si on prend en compte qu'une période aurait deux accélérations et deux décélérations. Un tour de moteur a $T=0,6s$ donc sa fréquence est de $f=1,66$ Hz donc si on prend la relation de transmission actuelle³, qui est d'environ 2, la fréquence de pédalage est de $f_p=0,833Hz=50$ r.p.m, ce qui pourrait parfaitement être la vitesse de pédalage à laquelle l'essai a été effectué.

Une solution possible serait d'ajouter une roue d'inertie à l'essieu du générateur pour éviter ce phénomène ou bien une régulation électronique pour émuler l'effet de la roue d'inertie. Malheureusement nous n'avons pas eu le temps de faire cette régulation.

6.8 Vérification du bon fonctionnement de la commande

Si on regarde le couple qui est demandé par les différents facteurs durant un essai, on obtient les graphiques suivants.

On a enlevé la partie relative à de l'accélération.

Dans la Figure 6.28 nous trouvons un couple développé pour vaincre une pente de 1%.

3. La relation de transmission en le montage au laboratoire est $i = D_1/D_2$ où $D_1 = 39$ et $D_2 = 19$

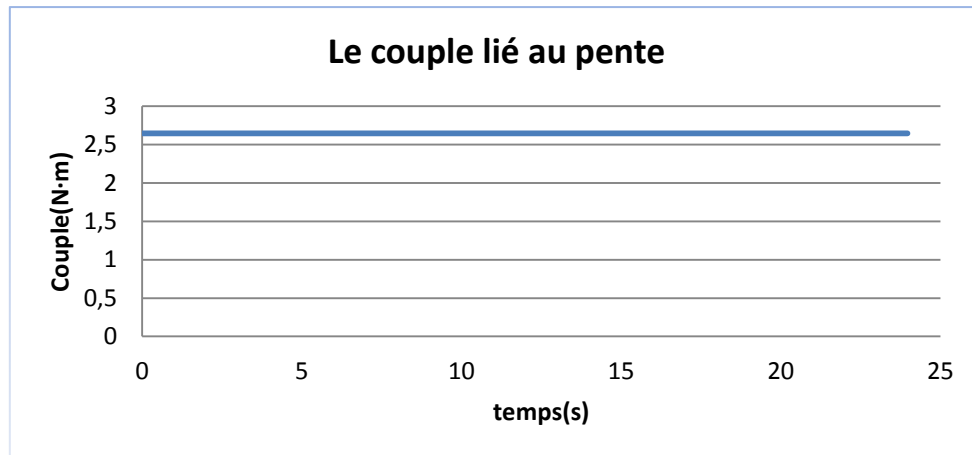


Figure 6.28 – Couplé lié à la pente

Dans la Figure 6.29 nous trouverons un couple développé pour vaincre le frottement avec une pente de 1%.

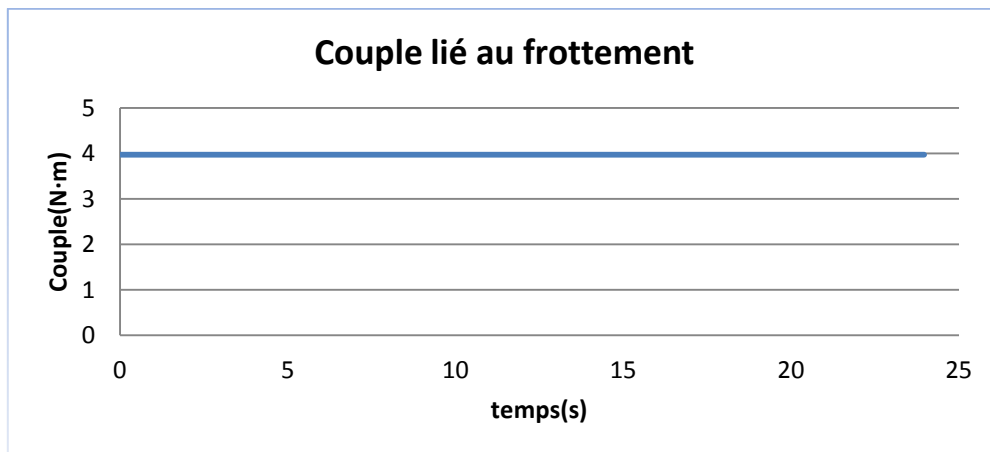


Figure 6.29 – Couple lié au frottement

Dans la Figure 6.30 nous trouverons un couple développé pour vaincre la résistance au vent avec un vent de face de 1m/s.

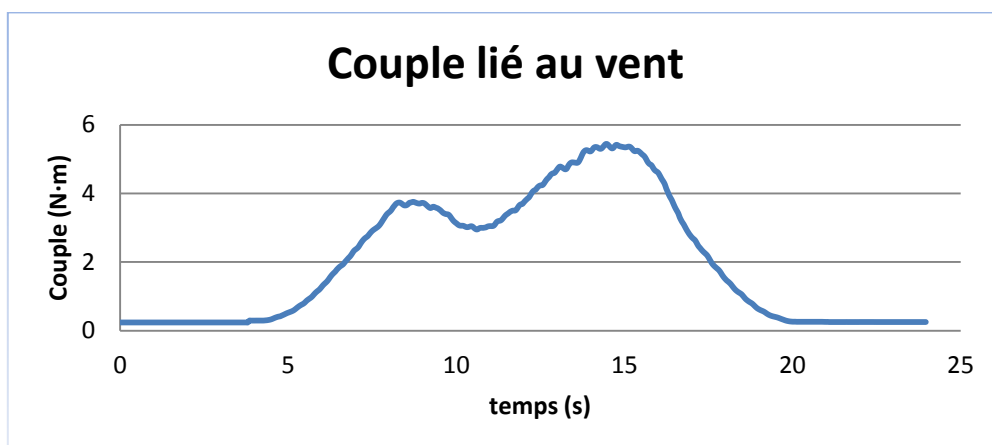


Figure 6.30 – Couple lié au vent

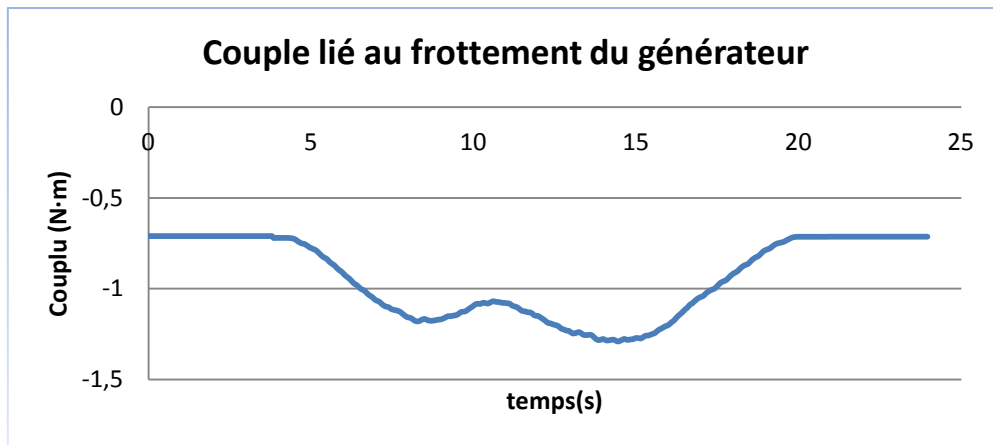


Figure 6.31 – Couple lié au frottement du générateur

Si on fait la somme totale il nous reste.

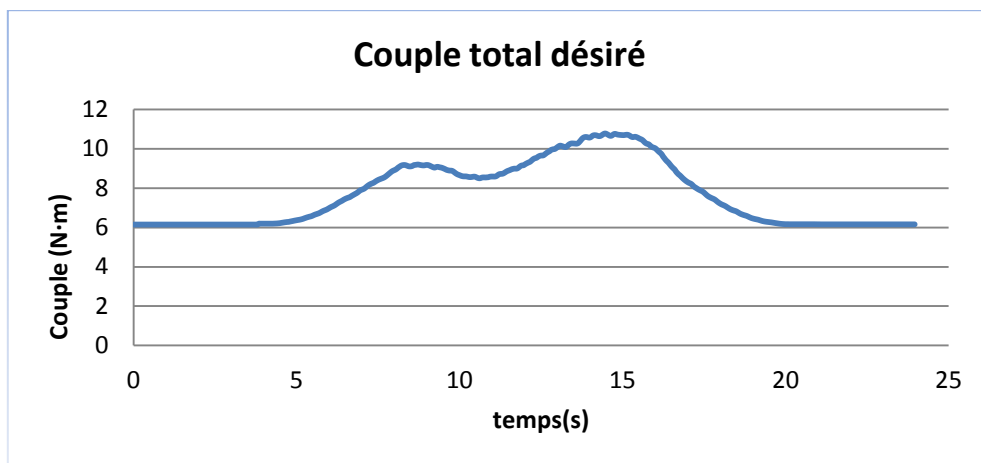


Figure 6.32 – Couple total désiré

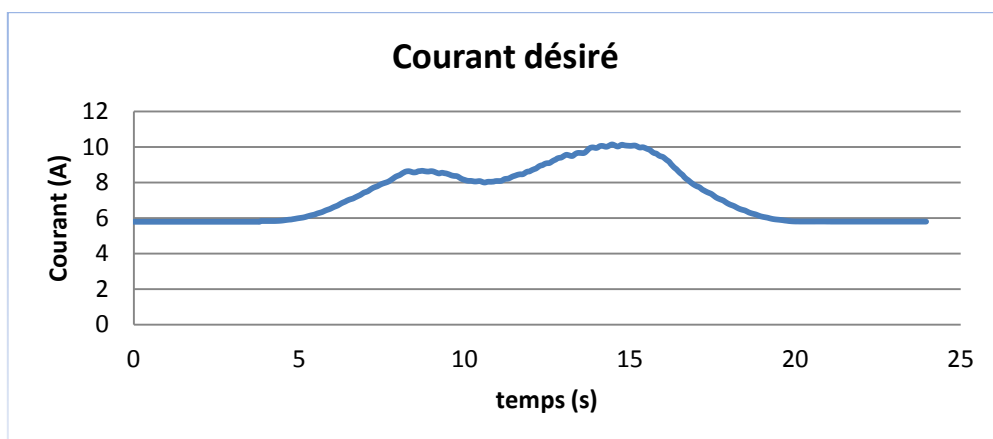


Figure 6.33 – Courant désiré

Si on fait la comparaison entre le courant désiré et le courant réel, on voit que le courant réel suit le courant désiré sauf qu'il y a un petit décalage, d'environ 0,5A, entre les deux. Ce décalage est sûrement dû au fait que la tension analogique représentant le zéro du courant mesuré n'est pas 2.5V, mais un peu moins. Donc pour le signal de commande, il vaudrait mieux régler la tension de commande comme ceci :

$$V_{com} = V_{cou0} + 0.125 \cdot I_{des}$$

où V_{cou0} est la tension de sortie du capteur de courant quand l'intensité qui le traverse est nulle.

Quand le courant ne suit pas la consigne, c'est parce que la puissance développée par l'utilisateur n'est pas suffisante.

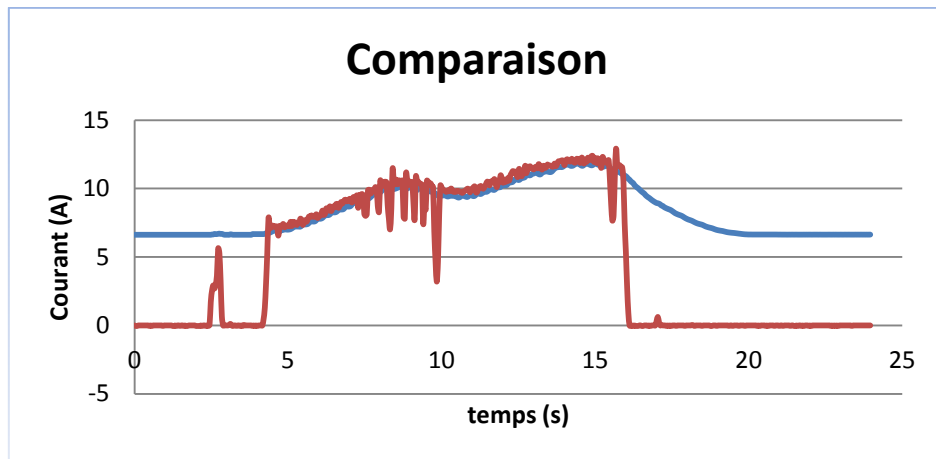


Figure 6.34 – Comparaison entre le courant désiré (bleu) et le courant réel mesuré (rouge)

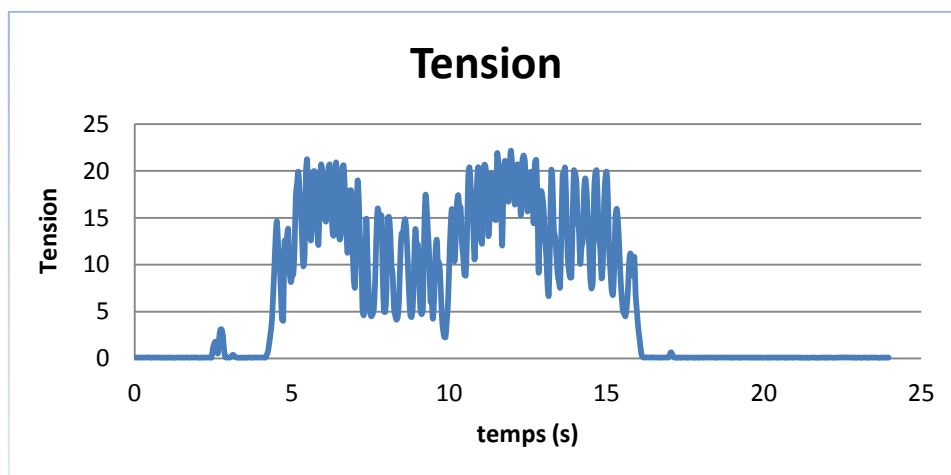


Figure 6.35 – Graphique de la tension aux bornes du redresseur

Il faut remarquer que la tension a les mêmes ondulations que celles dont on a parlé à la section de filtrage de la vitesse car il a une relation directement proportionnelle entre la tension et la vitesse.

6.9 Programmation de l'interface pour interagir avec l'utilisateur

Afin d'avoir une plateforme d'interaction avec l'utilisateur, on a décidé de créer une interface. De cette façon l'utilisateur pourra interagir avec le programme dans le but de réguler l'effort qu'il fera.

Cette interface a été divisée en deux. Dans une première partie, l'utilisateur introduit sa masse, sa taille et la masse du vélo quand il commence l'entraînement.



The screenshot shows a Windows-style window titled 'Form1'. Inside, the word 'Bienvenue!' is displayed in a large, green, stylized font. Below it, there are three input fields with blue labels: 'Selectioner masse cycliste(kg):' with a value of '0', 'Selectioner hauteur cycliste(m):' with a value of '0.00', and 'Selectioner masse vélo(kg):' with a value of '0'. A 'Commencer' button is located to the right of the height input field.

Figure 6.36 : Interface d'introduction des paramètres de l'utilisateur

Une fois que l'utilisateur a introduit les données il clique sur le bouton « Commencer » et une deuxième interface s'ouvrira qui permettra à l'utilisateur de voir quelques paramètres comme la vitesse ou la puissance fournie par l'utilisateur et de modifier des paramètres comme la pente ou le vent.



The screenshot shows a Windows-style window titled 'Pantalla'. It features a light blue background. At the top left is the word 'Allez!' in a green, stylized font. At the top right is a graphic of a cyclist in black and blue with red motion lines. Below these are three large black boxes displaying red numbers: '231' for 'Puissance développée(W)', '11.3' for 'Vitesse:', and '13:47' for 'Temps total:'. At the bottom, there are two more black boxes displaying red numbers: '8.5' for 'Pente:' and '2.4' for 'Vent:'. Each of these bottom boxes has two buttons: 'Augmenter' and 'Diminuer'.

Figure 6.37 : Interface d'interaction avec l'utilisateur

Si bien on a réussi à faire fonctionner la première interface il faut dire qu'on n'a pas réussi avec la deuxième, car il est nécessaire qu'elle fonctionne en même temps que le programme principal. Bien si le problème pourrait sûrement être solutionné avec les Threads, on a laissé tomber pour manque de connaissance et surtout pour manque de temps.

Conclusion

Arrivés au terme de l'analyse effectuée dans ce travail de fin d'études, nous abordons cette section dans le but de reprendre les objectifs, de résumer les précédents chapitres et d'extraire des conclusions du travail réalisé.

7.1 Rappel des objectifs

Le sujet de ce mémoire consiste à développer un nouveau type de vélo d'appartement prévu de préférence pour les centres de fitness, mais qui peut aussi être pensé pour la génération d'électricité dans les maisons de particuliers.

Tout d'abord, les machines doivent permettre aux utilisateurs d'effectuer leurs entraînements dans des conditions agréables. Les sensations ressenties durant l'utilisation doivent être au minimum équivalentes à celles ressenties sur les modèles plus traditionnels.

Donc, l'objectif n'était pas seulement de créer un vélo pour en extraire l'énergie, mais aussi d'obtenir de meilleures performances de ce vélo. Afin de pouvoir faire cela, ce mémoire a consisté surtout en la réalisation du contrôle électronique du convertisseur de puissance.

7.2 Résumé et commentaires des différentes sections

Dans la première partie, nous justifions l'intérêt de ce travail en insistant sur la tendance croissante des besoins énergétiques mondiaux et sur les problèmes écologiques auxquels l'être humain devra (doit) faire face. La récupération est faible mais elle contribue à diminuer nos besoins en ressources fossiles. Ce pourrait être une source d'énergie complémentaire aux énergies renouvelables « traditionnelles » comme par exemple le photovoltaïque ou le mini éolien dans un possible scénario de délocalisation de la production énergétique.

La seconde section a pour but d'évaluer la puissance qu'un individu parvient à déployer en pédalant. Nous avons déterminé cette puissance en fonction du sexe, la durée de l'effort, et la forme physique de l'utilisateur. Dans cette partie on peut évaluer l'énergie récupérable selon les paramètres préalablement cités. Nous avons corroboré le fait que le générateur de 500 watts conviendrait parfaitement pour absorber la puissance de la majorité des usagers. Nous avons estimé le couple maximum et la vitesse maximale qu'un cycliste peut développer. Il faut aussi dire qu'un cycliste peut probablement développer plus de puissance sur un vélo normal que sur un vélo d'appartement.

Dans la troisième section, nous avons établi la puissance que l'utilisateur doit développer, à partir la puissance nécessaire pour vaincre le frottement avec l'air, la puissance pour vaincre la gravité, la puissance pour vaincre le frottement avec le sol, la puissance pour vaincre l'inertie lors des accélérations et l'inertie de la roue même si cette dernière est presque négligeable en rapport avec les autres.

L'objectif de la quatrième section du travail de fin d'études était de décrire les différentes parties qui constituent le système de puissance du générateur électrique sur lequel on a fait des expérimentations, c'est-à-dire l'alternateur, le redresseur, le convertisseur DC-DC, l'accumulateur et l'onduleur. La machine électrique choisie est une machine synchrone qui a un très bon rendement et une longue durée de vie. En ce qui concerne le redresseur, on aurait pu utiliser un redresseur triphasé contrôlé, mais cette option ne présentait guère d'intérêt

parce que la valeur de la tension redressée peut dans ce cas seulement être réduite par la commande, alors qu'il faut au contraire l'augmenter à faible vitesse. Cette option n'était donc pas intéressante. Le modèle qui répond le mieux à nos exigences est le hacheur élévateur de tension, car on peut profiter de la puissance fournie à basse vitesse et partant à basse tension.

Dans la cinquième partie, nous avons réalisé la carte de commande en adoptant un schéma conçu par les professeurs E. Matagne et T. Kerbach pour la caractérisation des modules photovoltaïques. Nous avons dû recalculer les composants qui déterminent le gain et la réponse en fréquence des régulateurs. Il faut dire que malgré les calculs réalisés sur la boucle de courant, où nous avons eu un résultat instable, nous avons fait des essais en laboratoire et le système fonctionnant en boucle de courant marchait bien, chose qui nous indique que ou bien on s'est trompé dans la réalisation des calculs ou bien sur d'autres suppositions qu'on a faites au moment d'étudier le comportement du montage.

On a adapté quelques parties aussi comme le capteur de courant, et conçu d'autres telles que le circuit de mesure de vitesse.

Dans la sixième partie, on s'est focalisé sur le contrôle de la machine électrique et la programmation de ce contrôle. Pour notre cas ce qui est intéressant est de réaliser un contrôle du couple de la machine électrique, parce que c'est la façon la plus réaliste de simuler le comportement de l'effort que le cycliste doit réaliser en fonction des différentes conditions extérieures comme la pente ou le vent de face. Donc, si on voulait contrôler le couple d'ensemble de ces deux éléments, machine synchrone et redresseur, qui se comportent comme une machine électrique à courant continu brushless d'excitation indépendante, il nous fallait contrôler le courant fourni par la machine électrique. On a réalisé le contrôle de ce courant par le hacheur DC-DC.

Dans cette section, on a déterminé le couple désiré à l'arbre du générateur à partir de la puissance à développer, trouvée dans la troisième section, divisée par la vitesse angulaire du générateur.

Malheureusement on a eu un problème car les accélérations résultant de ces mesures étaient très hautes ; dans un premier temps, on a pensé que c'était à cause du bruit du signal de mesure de la vitesse, donc on a dû faire un filtrage digital pour avoir de bonnes déterminations de l'accélération. Malgré cela les résultats après le filtrage ont été encore trop mauvais avec des accélérations trop hautes d'environ 5 m/s^2 qui ne correspondaient pas à celles qu'un cycliste serait capable de réaliser sur un vélo conventionnel. On en a déduit que les fluctuations de vitesse mesurées correspondaient à la vitesse de rotation de la roue, et on a présenté comme solution possible d'ajouter une roue d'inertie à l'arbre du générateur ou une régulation électronique pour émuler l'effet de la roue d'inertie. Malheureusement nous n'avons pas eu le temps de faire cette régulation.

On a ensuite présenté le Labjack U12, qui est un périphérique de mesure et d'automatisation qui permet de connecter un ordinateur au monde réel et les fonctions utilisées pour faire le contrôle.

L'avant-dernière chose qu'on a faite était la vérification du bon fonctionnement de la commande.

Dans la toute dernière partie, on a proposé la programmation de l'interface avec l'utilisateur. Cette interface on l'a divisée en deux, une première partie où l'utilisateur introduit sa masse, sa hauteur et la masse du vélo quand débute l'entraînement ; la deuxième partie permet à

l'utilisateur de varier la pente et le vent en fonction de l'effort qu'il veut réaliser et visualiser quelques données comme la vitesse. Comme on a déjà dit, il nous reste à retoucher le programme pour le faire bien fonctionner.

7.3 En conclusion...

Le prototype imaginé ici répond correctement aux objectifs de performance que nous pouvons demander à un vélo d'appartement, sauf que, comme on a déjà dit, il faudrait ajouter une roue d'inertie ou faire une régulation électronique afin d'obtenir le même effet pour obtenir les caractéristiques désirées.

Un aspect intéressant est que le concept développé ici est d'être facilement transposable aux divers autres dispositifs d'entraînement d'un centre de fitness.

En conclusion, on peut dire qu'on ne pourrait pas extraire de grandes quantités d'énergie avec le concept développé dans ce mémoire, mais qu'il présente une forme alternative et complémentaire aux énergies renouvelables face à un scénario futur de crise énergétique.

Il me paraît dès lors intéressant de poursuivre les recherches et d'aboutir certainement en fin d'étude à sa réalisation concrète.

Bibliographie

- [1] <http://www.iea.org/> : évolution de la consommation énergétique source International Energy Agency.
- [2] <http://perso.uclouvain.be/ernest.matagne/ELEC2670/SEM01/S01P00.HTM> : contexte énergétique, réserves d'uranium.
- [3] <http://home.trainingpeaks.com> : Puissance maximale développable par un cycliste pendant une période du temps.
- [4] <http://www.techno-science.net/?onglet=glossaire&definition=157> : description de la machine brushless et machine synchrone.
- [5] <http://prof.guedon.org/spip.php?article172> : description redresseur.
- [6] <http://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=onduladores&source=web&cd=1&sqi=2&ved=0CCgQFjAA&url=http%3A%2F%2Ftec.upc.es%2Ffel%2FTEMA-5%2520EP%2520%28v1%29.pdf&ei=MjsHT-uSEsuWhQekvsmgCQ&usg=AFQjCNGnx3STiRL3NaWFzpL2X3WwYxFTZg&sig2=9fJ4iwZjaP07LRhWh0Xjpg&cad=rja> : description des différents onduleurs.
- [7] <http://www.itescam.edu.mx/principal/sylabus/fpdb/recursos/r75501.PDF> : critère de Routh-Hurwith.
- [8] <http://dea.unsj.edu.ar/control1b/estabilidad%20Relativa.pdf> : critère de stabilité de Nyquist simplifié ou de Bode.
- [9] Tratamiento digital de Señales ; PROAKIS, John G.; MANOLAKIS, Dimitris G.; 4ème ed; Prentice-Hall, 2007 : description du phénomène de l'aliasing et développement en série de Fourier d'un signal onde carrée.
- [10] <http://www.fio.unam.edu.ar/.../Medicion de frecuencia final Nequen .pdf> : description du fonctionnement du circuit 555 en configuration monostable.
- [11] http://en.wikipedia.org/wiki/Sallen%E2%80%93Key_topology : topologie du filtre Sallen-key
- [12] <http://www.tuveras.com/maquinascc/motor/excitacionmotor.htm> : schéma et courbes caractéristiques du moteur au courant continu excitation indépendante
- [13] <http://labjack.com/support/u12/users-guide> : manuel du Labjack U12
- [14] <http://www.eumus.edu.uy/eme/ensenanza/electivas/dsp/.../clase10.pdf> : description des filtres digitaux et du filtre à moyenne mobile.
- [15] http://ocw.uv.es/...y.../filtros-digitales/tema_3._diseno_de_filtros_fir.pdf : retard introduit par les filtres.

ANNEXES

Fiche technique du moteur Crystalyte 406 R

Le modèle Crystalyte 406R, utilisé dans la partie expérimentale, fait partie de la série 400 des moteurs Crystalyte. Les dimensions externes des modèles de la série 400 sont rigoureusement identiques et sont spécifiées ci-dessous. Chaque modèle de la série 400 possède néanmoins des caractéristiques couple-vitesse propres. Le 406R, dont les spécifications particulières sont présentées à la page suivante, est une machine qui, en fonctionnement moteur, est plus rapide mais à couple moins élevé que les autres modèles 400. Des photos illustrant le montage interne du modèle Crystalyte termine cette section.

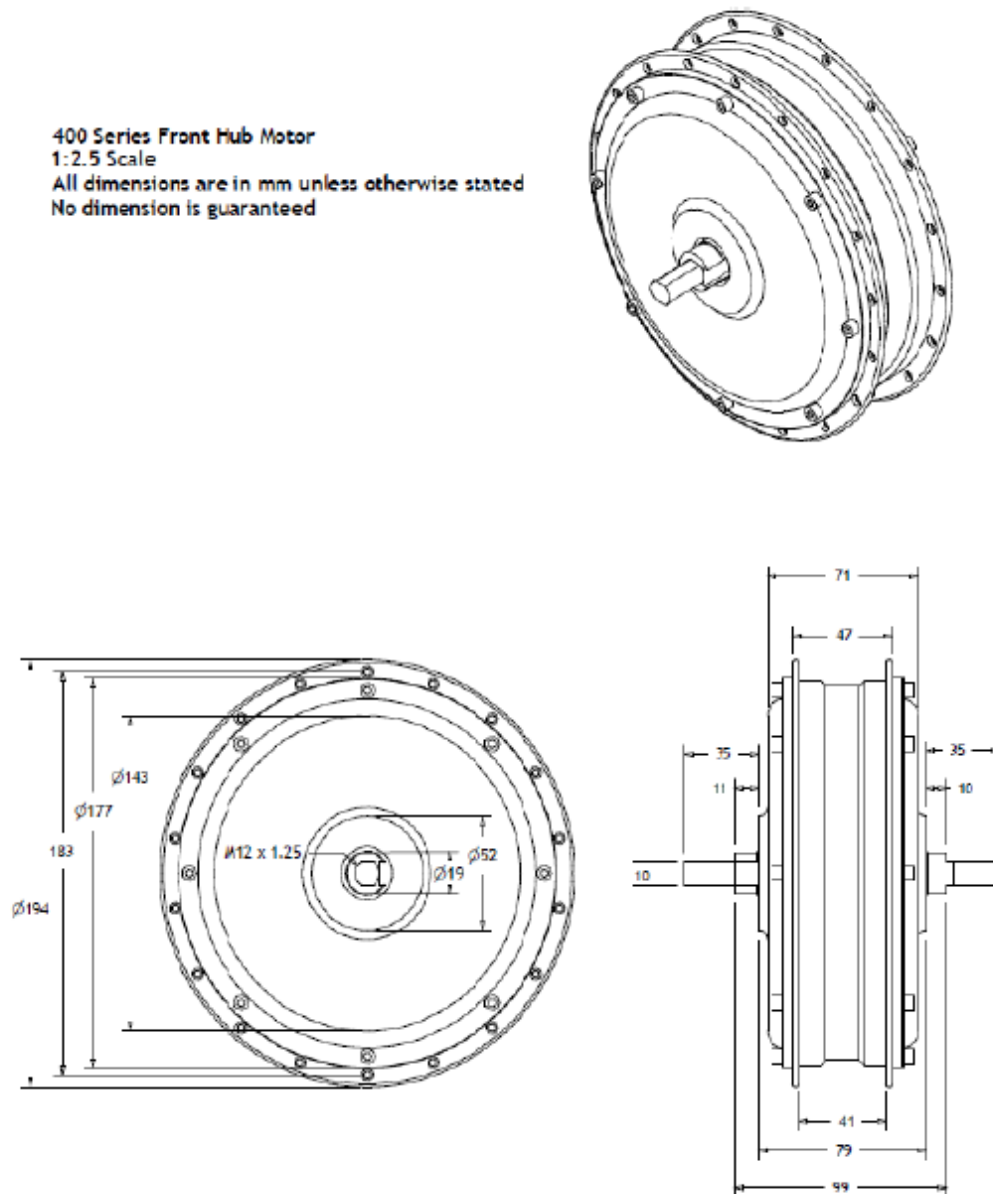


Figure A.1

406 Motor 48 Volt Characteristic			
A	N.m	r/min	W
4	1.39	615	98.52
5	1.88	605	119.109
6	2.79	594.1	173.577
7	3.37	585.9	206.768
8	4.3	574.5	258.695
9	4.94	563.2	291.353
10	5.73	557.6	334.585
11	6.41	546.7	366.975
12	7.24	536.8	406.987
13	8.04	527	443.707
14	8.75	517.8	474.46
15	9.46	509.8	500.034

Remark:

Test Voltage : 48 Voltage

Unload r/min : 643 r/min

406 Motor 36 Volt Characteristic			
A	N.m	r/min	W
4	1.83	456.7	87.521
5	2.65	446	123.769
6	3.41	436.5	155.872
7	4.18	427	186.911
8	4.7	423.5	208.44
9	5.38	414.6	233.583
10	6.33	402.9	267.073
11	6.97	395.3	288.529
12	7.73	387.2	313.433
13	8.37	377.9	331.232
14	9.15	369.8	354.338

Remark:

Test Voltage : 36 Voltage

Unload r/min : 481.8 r/min

406 Motor 24 Volt Characteristic			
A	N.m	r/min	W
4	2.03	296.1	62.945
5	2.77	288.8	83.773
6	3.44	282.1	101.623
7	4.09	275.3	117.912
8	4.92	268.1	138.131
9	5.55	262.5	152.564
10	6.24	225.4	166.892
11	6.93	249.6	181.137
12	7.65	241.2	193.227
13	8.21	237.8	204.449
14	9.21	227.2	219.128
15	9.76	221.1	225.979
16	10.52	212.8	234.432
17	11.42	191.8	229.374
18	12.19	174.5	222.756
19	14.82	115.6	179.405

Remark:

Test Voltage : 24 Voltage

Unload r/min : 318 r/min

Table A.1



Figure A.2

Datasheets

En raison du grand nombre de composants utilisés et l'extension des feuilles de spécifications de certains intégré, est acheminé vers le site du constructeur pour obtenir le Datasheet de chaque composant.

Composant	Link du Datasheet
7805, 7812	http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/22676/STMICROELECTRONICS/7805CV.html
LM 339	http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/M/3/3/LM339.shtml
LM 555	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS007851.PDF
TLC 555	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/tlc555.pdf
BAT 85	http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAT85.pdf
LTS 15-NP	http://www.acmeitalia.org/tecnic/sistemi_lancio/img_centralina/LTS_15-NP_CurrentTransducer.pdf
LMC 6482	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS011713.PDF
HEF 4070 B	http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/17726/PHILIPS/HEF4070B.html
LM 2907	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS007942.PDF
CD 40106	http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/270/108596_DS.pdf
IRF513	http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/166/283672_DS.pdf
HEF 4047 BP	http://www.datasheetarchive.com/HEF4047BP-datasheet.html
HEF 4049 BP	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/HEF4049BF.pdf
HP 2200	http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/64620/HP/HCPL-2200.html
TC 4429	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/microchip/21419b.pdf
BYV34	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/BYV34_SERIES_3.pdf
IRPF 460	http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/6179.pdf
BYV 143	file:///C:/Users/Xarly/Desktop/Coses%20inutiles/Coses%20recent%20o%20possible%20utilitat/Datasheet%20conv%20DC-DC/BYV143-45AM%20datasheet%281%202%20Pages%29%20SEME-LAB%20%20%20DUAL%20SCHOTTKY%20BARRIER%20DIODE%20IN%20TO220%20METAL%20PACKAGE%20FOR%20HI.REL%20APPLICATIONS.htm

Table B.1

Code de programmation

Comme on a déjà dit on n'a pas réussi à faire fonctionner le programme avec les interfaces donc le code montre ci-dessous est le code utilisé pour faire des essais au laboratoire.

L'ordre des fichiers est le suivant:

-Contro.cpp

- Stafx.cpp

- Stafx.h

Contro.cpp

```
#include "stdafx.h"

std::string nomFichier("Registre_dades.txt");    // -> Nom du
fichier de sauvegarde

int _tmain(int argc, _TCHAR* argv[]){

    //Define a variable to hold a handle to the loaded DLL.
    HINSTANCE hDLLInstance = LoadLibrary("ljackuw.dll");

    //Define variables for functions we will use.
    tEAnalogIn m_pEAnalogIn;
    tEAnalogOut m_pEAnalogOut;

    //Now try and load the DLL.
    if (hDLLInstance != NULL)
    {
        //If successfully loaded, get the address of the desired
        functions.
        m_pEAnalogIn =
        (tEAnalogIn)::GetProcAddress(hDLLInstance, "EAnalogIn");
        m_pEAnalogOut =
        (tEAnalogOut)::GetProcAddress(hDLLInstance, "EAnalogOut");
    }
    else
    {
        printf("\nFailed to load DLL\n");
        getchar();
        return 0;
    }
    // Definició de variables

    long errorcode;
    long errorcode3;
    long errorcode5;
    long idnum=-1;
    long demo=0;
    long ov=0;
    long ov2=0;
```

```

    long idnum3=-1;
    long idnum5=-1;
    double ms=0;
    float voltage=0;
    float wangmot=0;
    float lect555=0;
    float velcycl=0;
    float Cx=1;
    float A=0;
    float massacyc=0;
    float massavelo=0;
    float mtot=0;
    float altura=0;
    float velvent=0;
    float velrel=0;
    float pente=3;
    float alfa=0;
    float Wvent=0;
    float Wg=0;
    float Wf=0;
    float Wacc=0;
    float acc=0;
    float accang=0;
    float sec=0;
    float Winert=0;
    float Wtot=0;
    float Cdes=0;
    float Corrent=0;
    float Correntdesitjat=0;
    float Cele=0;
    float Cfr=0;
    float AO0=0;
    float AO1=0;
    float Corrent0=2.5;
    double tstart, tstop, ttime;
    float velcyc[15];
    float velcycav[15]={0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    float tempstotal[15]={0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    float tempstotald=0;
    float velmitact=0;
    float velmitav=0;
    float lectvel=0;
    float fregelec=0;
    float freqmot=0;
    float tau=0.0032;
    float Cest=0.75;
    int j=0;
    int l=0;
    int m=0;

    pente=1;
    velvent=1;
    //mesura de corrent0
    ov=0;
    errorcode = m_pEAnalogIn(&idnum,0,1,0,&ov,&Corrent0);
    printf("\nEAnalogIn error = %d\n",errorcode);

```

```

printf("Local ID = %d\n",idnum);
printf("Corrent0 = %f\n",Corrent0);
printf("Overvoltage = %f\n",ov);

//Introducció paràmentres

printf("\nIntroduir pes(kg)\n");
scanf ("%f",&massacyc);

printf("\nIntroduir altura(m)\n");
scanf ("%f",&altura);

printf("\nIntroduir massa bicicleta(kg)\n");
scanf ("%f",&massavelo);

A=0.135*altura+0.0024*massacyc;
mtot=massavelo+massacyc;

tstart = (double)clock()/CLOCKS_PER_SEC;

ofstream myfile;
myfile.open (nomFichier.c_str(), ios::app);

    char date[9];
    _strdate(date);
    time_t secs=time(0);
    tm *t=localtime(&secs);
    myfile << std::endl << date << " " << t->tm_hour << "H" <<
t->tm_min << ":" << t->tm_sec <<std::endl;
    myfile << "Courant Tension Velcyc velmitact Wacc Winert
Wvent Wg Wf lect555 A00 Correntdesitjat" << std::endl;

    for (int i =0 ; i<NB_POINTS; i++){

        //lectura de la velocitat
        errorcode5 = m_pEAnalogIn(&idnum5,0,2,0,&ov,&lect555);
        printf("\nEAnalogIn error = %d\n",errorcode5);
        printf("Local ID = %d\n",idnum5);

        fregelec=lect555/(4.2*tau);
        freqmot=fregelec/(8*6);
        wangmot=2*3.1415*freqmot;
        velcycl=wangmot*radi;

        //Read AIN0 lectura tensio
        voltage=0;
        ov=0;
        errorcode = m_pEAnalogIn(&idnum,0,0,0,&ov,&voltage);
        printf("\nEAnalogIn error = %d\n",errorcode);
        printf("Local ID = %d\n",idnum);
        voltage=voltage*5;
        printf("Tensio = %f\n",voltage);
        printf("Overvoltage = %f\n",ov);

        tstop = (double)clock()/CLOCKS_PER_SEC;

```

```

    ttime= tstop-tstart;
    tstart = (double)clock()/CLOCKS_PER_SEC;

    //calcul acceleracio
    sec= float (ttime);
    printf("segons = %f\n",sec);

    tempstotald=0;
    velmitact=0;
    velmitav=0;

    if (i<15){
        acc=0;
        accang=0;
        velcyc[i]=velcycl;
        tempstotal[i]=sec;
    }
    else
    {
        while (l<15) {
            velmitact=velmitact+velcyc[l];
            velmitav=velmitav+velcycav[l];
            tempstotald=tempstotald+tempstotal[l];
            l=l+1;
        }
        velmitact=velmitact/15;
        velmitav=velmitav/15;
        acc=(velmitact-velmitav)/(tempstotald/15);
        accang=acc/radi;
        l=0;

        if (j<15) {
            velcycav[j]=velcyc[j];
            velcyc[j]=velcycl;
            tempstotal[j]=sec;
            j=j+1;
        }
        else {
            j=0;
            velcycav[j]=velcyc[j];
            velcyc[j]=velcycl;
            tempstotal[j]=sec;
            j=j+1;
        }
    }

    //vel rel
    velrel=velcycl+velvent;

    alfa=atan(pente/100);

    //Read AIN1 lectura corrent
    Corrent=0;
    ov2=0;
    errorcode = m_pEAnalogIn(&idnum,0,1,0,&ov2,&Corrent);

```

```

printf("\nEAnalogIn error = %d\n",errorcode);
printf("Local ID = %d\n",idnum);
Corrent=8*(Corrent-Corrent0);
printf("Corrent = %f\n",Corrent);
printf("Overvoltage = %f\n",ov2);

Wvent=0.5*densaire*Cx*A*(velmitact*velmitact+2*velmitact*velvent+velvent*velvent)*radi;
printf("Wvent = %f\n",Wvent);

Wg=mtot*g*sin(alfa)*radi;
printf("Wg = %f\n",Wg);

Wf=(cfr+cfv)*mtot*g*cos(alfa)*radi;
printf("Wf = %f\n",Wf);

Wacc=mtot*acc*radi;
printf("Wacc = %f\n",Wacc);

Winert=2*I*accang*radi;
printf("Winert = %f\n",Winert);

Wtot=Wvent+Wg+Wf;

printf("Wtot = %f\n",Wtot);

Cdes=Wtot;

wangmot=velmitact/radi;
Cfr=Kvis*wangmot+Cest;

Cele=Cdes-Cfr;

Correntdesitjat=Cele/0.941;

if (Correntdesitjat>16){
    Correntdesitjat=16;
}else {
    if (Correntdesitjat<0){
        Correntdesitjat=0;
    } else {
    }
}

A00=2.5+Correntdesitjat*0.125;

errorcode3 = m_pEAnalogOut(&idnum3,0,A00,A01);
printf("\nEAnalogOut error = %d\n",errorcode3);
printf("Local ID = %d\n",idnum3);
printf("A00 = %f\n", A00);
myfile << Corrent << " " << voltage << " " << velcycl
<<" " << velmitact << " " << Wacc << " " <<" " <<
Winert<< " " << Wvent << " " << Wg << " " << Wf << "
" << lect555 << " " << A00<< " " << Correntdesitjat<<
std::endl;
}

```

```

myfile << std::endl;
myfile.close();

getchar();
getchar();

return 0;
}

```

Stafx.cpp

```
#include "stdafx.h"
```

Stafx.h

```
#pragma once
```

```
#include "targetver.h"
```

```

#include <stdio.h>
#include <tchar.h>
#include <wtypes.h>
#include <iostream>
#include <fstream>
#include <time.h>
#include <math.h>

```

```
// Paramètres de mesure à modifier !
```

```

#define NB_POINTS 600 // -> Nombre de points de mesures
#define K 0.941
#define radi 0.325 // metres
#define densaire 1.2 // kg/m^3
#define g 9.81 // m/s^2
#define cfr 0.005
#define cfv 0.01
#define I 0.25 // kg·m^2 unitats
#define Kvis 0.01132 // N·m/(rad/s)

```

```
//First define structures that have the same format as the desired function prototype.
```

```

using namespace std;
typedef long (CALLBACK
*tEAnalogIn)(long*, long, long, long, long*, float*);
typedef long (CALLBACK *tEAnalogOut)(long*, long, float, float);
typedef long (CALLBACK
*tAISample)(long*, long, long*, long, long, long, long*, long*, long, long*, float*);
typedef long (CALLBACK
*tAOUpdate)(long*, long, long, long, long*, long*, long, long, unsigned long*, float, float);

```

